ANNO II • N. 5

LUGLIO 1947

LIRE 125

IN QUESTO NUMERO

ORGANO UFFICIALE DEL RADIO CLUB PIEMONTE

ANNO II
NUM. 5

LUGLIO
1947

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Organo Ufficiale del «Radio Club Piemonte»

•

SOMMARIO

REDAZIONE E AMMINISTRAZIONE - TORINO - Corso G. Matteotti 46 - Tel. 42.514 (Sede provvisoria)
Conto Corrente Postale n. 2/30126 - Autorizzazione P. 325 A.P.B.

Un numero in Italia L. 125 (arretrato L. 200); all'Estero L. 200 (arretrato L. 400)
ABBONAMENTI: Annuo in Italia L. 1300; all'Estero L. 2600; Semestre in Italia L. 700; all'Estero L. 1400
Concess. esclus. per la distribuz. in Italia: C.I.A.S. Compagnia Italo Americana Stampe - FIRENZE - Via Cavour, 13

3 RADIO-GIOIELLO *per la radio-soddisfazione*

I tre apparecchi radio, creati dalle Industrie Riunite Bertoncini di Bergamo, sono quanto di migliore e di più moderno sia stato realizzato nel campo nazionale della radio. Le moderne radio-gioiello "Toti" e "Leila" e il radio-fonografo "Malombra" non hanno nulla da invidiare alle radio di marca famosa. Il loro circuito è l'espressione della tecnica più progredita, così come l'applicazione delle valvole rosse rappresenta la garanzia più sicura di un'audizione perfetta. Gli apparecchi radio-gioiello Bertoncini creano veramente la più completa radio-soddisfazione.

Toti

Supereterodina a 4 valvole rosse. Ricezione di due campi d'onda. Onde medie e onde corte. Alta sensibilità e gradevole riproduzione. Potenza d'uscita 2,5 watt. Scala in cristallo. Alimentazione su tutte le reti c. a. Presa per fonografo. Mobile in noce ed acero di finissima esecuzione.

Leila

Supereterodina a 5 valvole rosse. Ricezione di 4 campi d'onda. 1 campo onde medie. 3 campi onde corte. Alta fedeltà e sensibilità. Potenza d'uscita 4 watt. Controllo automatico di sensibilità, controllo manuale di volume e di tonalità. Scala in cristallo di ampie dimensioni. Alimentazione per tutte le reti c. a. Mobile in noce ed acero fine e moderno.

Malombra

È un radio-fonografo a 5 valvole rosse. Ricezione di 4 campi d'onda con 2 altoparlanti di elevata potenza ed alta fedeltà. Controllo automatico di sensibilità. Moderno attacco di pick-up per il fonografo. Scala in cristallo di ampie dimensioni. Mobile elegante di moderna concezione.

BB

INDUSTRIE RIUNITE L. BERTONCINI - BERGAMO

NOTIZIARIO DEL RADIO CLUB PIEMONTE

I° CONVEGNO REGIONALE DEI COMMERCIANTI RADIO PIEMONTESI

Il giorno 29 giugno u.s. si è tenuto nei locali del Radio Club Piemonte il I° Convegno Regionale dei Commercianti Radio Piemontesi.

L'affluenza notevole dei partecipanti, convenuti da tutto il Piemonte, ha dato dimostrazione che la coscienza associativa si sta risvegliando e che l'organizzazione del Radio Club ha raggiunto uno sviluppo che va segnato a merito dei suoi dirigenti.

Relazioni interessanti sono state svolte su vari argomenti. Venne, fra l'altro, lungamente discusso il nuovo progetto, presentato alla sottocommissione ministeriale, riguardante l'abrogazione del registro di carico e scarico.

Un'ampia relazione venne fatta sui lavori dell'Assemblea dell'A.N.C.R.A. tenutasi, come è noto, nel Maggio scorso a Firenze, dai rappresentanti che intervennero a tale Assemblea. Si è notato che l'A.N.C.R.A. ha chiuso i suoi lavori senza diramare un comunicato ufficiale delle discussioni svolte. Questo fatto ha lasciato un senso sospensivo che non è giovevole per amalgamare sempre più la categoria.

Al termine del Convegno Regionale vennero premiati i partecipanti al Concorso delle Vetrine, tenutosi a Torino in occasione del Giugno Radiofonico.

Risultarono vincitori:

1°) Ditta TIRONE - Coppa d'argento offerta dalla Ra. I.

2°) Ditta TORRENGO - Medaglia d'oro offerta dal Radio Club Piemonte.

3°) Ditta CHIARABELLI - Medaglia d'argento offerta dal Radio Club Piemonte.

4°) Ditta OTTINO G. - Medaglia d'argento offerta dall'Associazione Commercianti di Torino.

5°) Ditta FINO G. - Medaglia vermeille offerta dal Radio Club Piemonte.

6°) Ditta D'AMELIO V. - Medaglia di bronzo offerta dal Radio Club Piemonte.

7°) Ditta TACCHINI - Medaglia di bronzo offerta dal Radio Club Piemonte.

Agli altri concorrenti venne assegnato un diploma d'onore offerto dalla Camera di Commercio di Torino.

Al termine dei lavori, i convenuti si radunarono per consumare il pranzo sociale.

Alla sera in una sala di Torino, a chiusura delle manifestazioni, venne tenuta una festa danzante che culminò con l'elezione di Miss Radio 1947 la quale ebbe in dono un apparecchio radio 5 valvole SIEMENS offerto dal Radio Club Piemonte.

Dobbiamo riconoscere che, forse più di ogni chiacchierata ufficiale, queste riunioni valgono a cementare l'amicizia tra i commercianti ed un plauso deve essere espresso agli organizzatori che seppero dare a questa riunione una simpatica impronta, sì che fu deciso che queste riunioni abbiano a svolgersi più frequentemente.

GIUGNO RADIOFONICO

Fac-simile dei 500 buoni premio da L. 2000 emessi dalle Ditte Radio italiane in occasione del Giugno Radiofonico.

I buoni sono spendibili per l'acquisto di materiale e scadono il 31 Agosto 1947.

№ 317

A. N. I. E.
GRUPPO APPARECCHI RADIO
ELETTROACUSTICI E
VALVOLE TERMOIONICHE
Via Revere, 14 - MILANO

ASS. NAZ. INDUSTRIE ELETTROTECNICHE
Via Revere 14
MILANO
(A. N. I. E.)

Buono premio da LIRE DUEMILA

Il presente buono dà diritto allo sconto di L. 2000.- sull'acquisto di un radioricevitore o di materiale radio nei termine e nelle modalità previste dall'apposito Regolamento diffuso dalla R.A.I. per il Giugno Radiofonico 1947.

Il presente stampato è stato offerto da "Radio Industria,,

ORDINE DEL GIORNO VOTATO DAI RADIO COMMERCIANTI PIEMONTESI RIUNITI A CONVEGNO

I commercianti radio del Piemonte riuniti a convegno il 29 Giugno 1947, sentita la relazione sui lavori di Firenze, ringraziano i loro rappresentanti che difesero gli interessi del Piemonte.

FANNO VOTI

affinchè si addivenga ad una rapida soluzione dei problemi interessanti la categoria.

AUSPICANO

che la Ra. I., preso atto dello spirito di collaborazione dimostrato dai radio commercianti, intervenga positivamente con uguale spirito, a difesa dei concomitanti interessi.

RICORDANDO

il Cinquantenario della Radio, unendo spiritualmente il Santo della Scienza Galileo Ferraris nel suo Centenario a Guglielmo Marconi, mandano un reverente saluto alla memoria dei Grandi Italiani, che, al di sopra di ogni fazione, diedero gloria alla nostra terra.

INVOCANO

dalle Autorità costituite, una politica di affratellamento, onde accelerare la ricostruzione basata sul lavoro e sulla concordia per il bene supremo ed unico della nostra Patria.

ASSEMBLEA STRAORDINARIA GENERALE A.N.C.R.A.

Il giorno 21 Giugno u.s. nei locali dell'Unione Commercianti di Milano, si è tenuta l'Assemblea Generale dell'Associazione Nazionale Commercianti Radio. Sono state discusse modifiche allo Statuto sociale. Il Presidente ha fatto relazione sui lavori della sottocommissione per la parte riflettente il registro di carico e scarico che, a detta dello stesso, sarebbe abolito e sostituito con altro sistema che sarebbe più consono alle esigenze dei commercianti.

Altri problemi interessanti la categoria sono stati presi in considerazione.

NOTE DI REDAZIONE

LA FIERA DI MILANO. La Fiera di Milano svoltasi dal 14 al 29 giugno, è stata nel campo Radio, una rassegna, davvero imponente, della produzione industriale italiana e dei progressi compiuti dalla tecnica elettronica, sia nel nostro paese, sia all'estero.

Per quanto riguarda la produzione nazionale dei radioricevitori e degli accessori si può notare che il numero delle Ditte, a carattere artigiano, che si presentano sul mercato nazionale è ancora in aumento. Non so se di ciò ci si possa rallegrare. Tale sviluppo potrebbe denotare una vitalità ed una ricerca di soluzioni migliori e più economiche, favorevole al miglioramento del prodotto se non vi fossero oggidì altri fattori che influiscono in maniera cospicua sul mercato e sulla produzione. Inoltre la valutazione della bontà di un radioricevitore da parte del pubblico è molto soggettiva ed assai poco tecnica. Vi è perciò da temere che, una volta stabilizzato il mercato, un numero considerevole di queste nuove piccole ditte non siano in grado di reggere alla concorrenza di quelle più grosse e più agguerrite tecnicamente e finanziariamente.

In questo campo novità di qualche importanza non ne ho notate. Vi è soprattutto una ricerca del nuovo nell'aspetto esteriore del radioricevitore. Si nota altresì qualche tentativo di evadere dagli schemi abituali (altoparlanti doppi, sferici, con risonatori a canne o di altro genere, ecc.), non tutti indovinati ma che denotano la ricerca di una più elevata fedeltà di riproduzione. Tale esigenza è certamente sentita ed io credo che se i produttori e l'ente concessionario delle radiodiffusioni fossero in grado di offrire al pubblico ricezioni ad alta fedeltà, si troverebbe un buon mercato nonostante i prezzi, necessariamente più elevati, dei ricevitori.

Meno numerosi, rispetto a quelli esposti nella Fiera del settembre 1946, i forni a radiofrequenza presentati dalle Ditte Italiane. Passato il primo momento di entusiasmo sono venute a galla, da un lato le difficoltà di costruzione, dall'altro le delusioni sulla convenienza del loro impiego che deve essere limitato a determinati casi e per il quale è necessario formare un'esperienza particolare.

E passiamo a considerare la parte tecnicamente più interessante della Mostra, Quella dei cimeli marconiani accanto alla quale vi era il salone del progresso della radio. Nella prima, di interesse storico culturale era possibile ammirare le apparecchiature usate da Marconi e da altri pionieri. Il raffronto con la vicina esposizione delle apparecchiature più moderne nel campo elettronico, consentiva di mettere ancor più in risalto l'enorme progresso compiuto in mezzo secolo dalla radiotecnica. Ci si può rallegrare che, accanto a molte modernissime apparecchiature d'oltre oceano figuravano degnamente non poche apparecchiature nazionali.

Nel campo delle valvole, accanto all'ignitrona, ai tubi a reofori anulari con le relative complesse saldature fra vetro e metallo, vi era un nuovo tubo per raggi X della Fivre oltre alla serie più recente dei tubi riceventi. Anche il fasitron era esposto. Un microscopio elettronico e molte apparecchiature di misura attiravano l'attenzione dei tecnici. Oltre a radar di costruzione americana ve ne era uno di produzione nazionale. Erano esposte anche due stazioni trasmittenti a modulazione di frequenza oltre a numerose altre apparecchiature di vario genere.

Grande interesse destarono i due collegamenti a mezzo di ponti radio di costruzione nazionale che, appoggiandosi alle stazioni intermedie di monte Cimone e del Terminillo, collegavano la Fiera e i suoi visitatori con Roma, cosicchè in pochi minuti, anch'io potei parlare con un abbonato alla rete telefonica urbana della capitale.

Infine la maggior affluenza dei visitatori era concentrata davanti agli apparecchi televisivi in funzione, uno dei quali del tipo a proiezione interna su schermo di dimensioni notevoli (circa 60×40 cm^2).

A molti nel vedere tante interessanti e meravigliose apparecchiature luccicavano gli occhi; con un amico si commentava: sembra questa una Mostra che metta in noi e soprattutto nel pubblico l'acquolina in bocca, senza che vi sia poi, per molto tempo, la possibilità di soddisfare in pratica i desideri eccitati. Speriamo che non sia così!

G. D.

CAPACIMETRO CON RIVELATORE A QUARZO (*)

dott. ing. PIERO GIORGIO BORDONI
e dott. ing. DANIELE SETTE
dell'Istituto Naz. di Elettroacustica «O. M. Corbino»
ROMA

SOMMARIO. — L'uso di un filtro o di un circuito selettivo a quarzo permette di attuare apparecchi particolarmente adatti alla misura assoluta delle piccole capacità e delle loro variazioni intorno ad un valore medio.
Viene descritto un capacimetro a lettura diretta basato su tale innovazione e vengono indicati circuiti adatti all'attuazione di apparecchi ancora più semplici di quello attuato.
Dalle caratteristiche di funzionamento determinate sperimentalmente su uno di questi apparecchi, si rileva come esso abbia una sensibilità e una precisione non inferiori a quella dei capacimetri a battimenti o a circuito semi accordato, sui quali ha il vantaggio di una molto maggiore semplicità.

1. - Premessa.

Le misure di capacità hanno nell'elettroacustica una importanza particolare in quanto è nota ed utilizzata da tempo la possibilità di far corrispondere alle forze, alle pressioni ed agli spostamenti meccanici, variazioni proporzionali della distanza tra le armature di un condensatore in modo tale che sia possibile risalire immediatamente dalla misura di una variazione di capacità elettrica a quella della grandezza meccanica che l'ha prodotta (1).

Sono stati così attuati oltre ai microfoni a condensatore (2) anche micrometri e dinamometri a capacità (3) che uniscono alla sensibilità ed alla precisione di misura anche una notevole comodità di impiego.

I circuiti elettrici adoperati in questi apparecchi possono sostanzialmente ricondursi a tre tipi: circuito a battimenti (o di Whiddington), circuito risonante semiaccordato (o di Riegger) e circuito a ponte.

Senza entrare in un esame comparativo dettagliato dei loro pregi e dei loro difetti, che uscirebbe dai limiti di questa nota, si può osservare che il circuito a battimenti è il più sensibile quando si tratti di misurare variazioni statiche di capacità, tuttavia esso permette difficilmente di mettere in luce variazioni relative di capacità inferiori a 10^{-5} anche quando si prendono tutte le precauzioni per eliminare il trascinamento mutuo dei due oscillatori a meno di ricorrere ad un doppio battimento, che complica notevolmente il circuito. Se invece si vogliono seguire variazioni di capacità aventi frequenza acustica, come avviene nei microfoni e nei vibrometri a capacità, nei misuratori di pressione per motori a scoppio ecc., il circuito più adatto è quello di Riegger, il quale d'altronde può servire anche per misure statiche in unione al sistema di compensazione indicato in un lavoro precedente (4). Quanto al circuito a ponte esso ha evidentemente il pregio di una maggiore semplicità rispetto agli altri dispositivi, ma difficilmente permette di raggiungere la stessa sensibilità.

Nel corso di alcuni lavori sperimentali sui microfoni e sui vibrometri si è avuta occasione di attuare un nuovo capacimetro nel quale l'introduzione di un rivelatore a quarzo permette di raggiungere una sensibilità maggiore di quella del capacimetro di Whiddington pur facendo uso di un circuito molto più semplice. Sebbene questo nuovo apparecchio sia particolarmente adatto alla misura di variazioni statiche di capacità, esso può rivelare anche variazioni alternative, purchè non troppo frequenti (alcune decine di Hz) con una sensibilità alcune centinaia di volte maggiore di quello di Riegger.

Nella presente nota, dopo aver indicato il principio di funzionamento del nuovo apparecchio, sarà descritta una sua attuazione particolarmente adatta per ricerche di laboratorio e ne saranno illustrate le caratteristiche di funzionamento rilevate sperimentalmente. Si indicheranno inoltre alcune possibili varianti, dello stesso circuito che per la loro semplicità sembrano particolarmente adatte per scopi tecnici.

2. - Principio di funzionamento.

Il condensatore da misurare C_X (fig. 1) in parallelo con un condensatore a variazione micrometrica C_M e con una induttanza L costituisce, insieme al triodo T, un circuito oscillatorio a radio frequenza. Le

---

(*) Pervenuto alla Redazione il 15 - IV - 1947.

(1) Considerazioni generali sulla misura di grandezze meccaniche attraverso le variazioni di capacità sono esposte nei lavori a carattere monografico di: A. GIGLI: *Metodi elettrostatici per la misura di spostamenti, forze e pressioni.* «Alta Frequenza», X, 1941, p. 516; di P. M. PELLIER: *Elektrische messungen mechanischer Grossen.* J. Springer Ed., Berlin, 1940 e di G. VILLA: *La misura elettrica delle grandezze meccaniche.* «Elettronica», I, 1946, p. 437 e p. 467.

(2) Vedi, ad esempio: P. G. BORDONI: *Il microfono a condensatore.* «Alta Frequenza», XV, 1946, p. 167.

(3) P. G. BORDONI: «*Un dinamometro a capacità*». Pubblicazione del Centro di Studi sugli Stati di Coazione Elastica, 1946, p. 40, pubblicata dal Consiglio Nazionale delle Ricerche.

(4) I. BARDUCCI, P. G. BORDONI: *Ricerche sperimentali sui microfoni a condensatore* attualmente in corso di pubblicazione; un riassunto di questo lavoro è stato pubblicato su «Ricerca Scientifica e Ricostruzione», XVI, 1946, p. 1106.

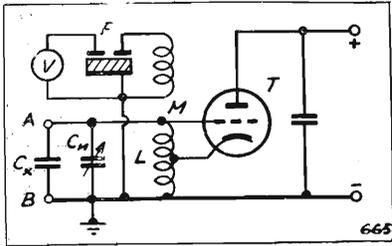



Fig. 1 Fig. 2

Fig. 1 — Schema di principio del capacimetro con rivelatore a quarzo. C_X = condensatore incognito; C_M = condensatore noto a regolazione micrometrica; F = filtro a quarzo; V = voltmetro a R.F. indicatore della risonanza.

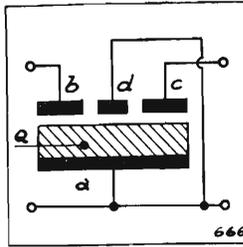



Fig. 2 — Filtro a quarzo: a, b = elettrodi di entrata; a, c = elettrodi di uscita; d = schermo fra gli elettrodi b c; Q = cristallo di quarzo.

oscillazioni generate vengono applicate, attraverso un accoppiamento induttivo M all'entrata del filtro a quarzo F, descritto in seguito, la cui uscita è collegata al voltmetro per radiofrequenza V.

Quando le capacità C_X o C_M variano, anche la frequenza si altera e la tensione misurata dal voltmetro V descrive la caratteristica di trasmissione del filtro F la quale, come viene precisato più oltre, ha la forma di una curva di risonanza molto acuta con un coefficiente di risonanza dell'ordine di alcune migliaia. Va anche tenuto presente che nella parte centrale della banda di passaggio la d.d.p. a vuoto all'uscita del filtro può anche superare la tensione applicata all'entrata.

Da quanto si è detto si comprende facilmente come vada adoperato il circuito della figura 1 sia per la misura statica di una capacità costante, sia per la rivelazione di variazioni alternative di capacità.

Nel primo caso il condensatore micrometrico C_M va regolato, prima di collegare C_X ai morsetti A, B in modo che la tensione misurata da V sia massima; si inserisce successivamente C_X nel circuito e si varia la capacità di C_M finchè l'indicazione di V raggiunga di nuovo il suo valore massimo. La differenza tra le due letture sulla manopola graduata di C_M dà direttamente il valore di C_X.

Una sensibilità maggiore si può naturalmente ottenere se invece di prendere come punto di riferimento il valore massimo della curva di risonanza del filtro si prende un punto della curva di risonanza in cui la tangente abbia una forte inclinazione, nel quale cioè una piccolissima variazione di frequenza produca una forte variazione nella tensione misurata da V. La sensibilità massima ottenibile è comunque limitata dalla instabilità della frequenza dovuta a variazioni accidentali di C_M, di L e delle tensioni applicate a T, piuttosto che dalla precisione della ricerca del massimo.

Nel secondo caso, quando si vogliono rivelare variazioni a frequenza acustica di C_X, il circuito di figura 1 può essere adoperato come un circuito di Riegger: dopo aver inserito C_X, si regola C_M in modo che la tensione ai capi di V sia compresa tra 1/2 e 2/3 del valore massimo, affinchè il punto di funzionamento del filtro a quarzo cada nel tratto lineare della curva di risonanza. In queste condizioni la modulazione di frequenza dovuta alle variazioni di C_X è trasformata ai capi di V in una modulazione di ampiezza che può essere rivelata con uno qualsiasi dei numerosi circuiti adoperati abitualmente a questo scopo. Il rapporto di conversione tra i due gradi di modulazione $\Delta f/f$ e $\Delta V/V$ è proporzionale, in via approssimata, al coefficiente di risonanza del circuito convertitore ed è quindi circa cento volte maggiore che negli ordinari capacimetri di Riegger. Si ha però l'inconveniente di avere una banda di funzionamento proporzionalmente minore, poichè la sensibilità dell'apparecchio diminuisce rapidamente al crescere della frequenza. A titolo indicativo si può aggiungere che il rapporto tra la frequenza portante e la più elevata frequenza modulante, per la quale l'uso del capacimetro è ancora conveniente, è dello stesso ordine del coefficiente di risonanza del quarzo.

3. - Filtri e circuiti selettivi a quarzo.

Il filtro indicato genericamente nello schema della figura 1 è costituito da un cristallo piezoelettrico, vibrante longitudinalmente o trasversalmente, compreso tra tre elettrodi metallici (fig. 2) uno dei quali copre

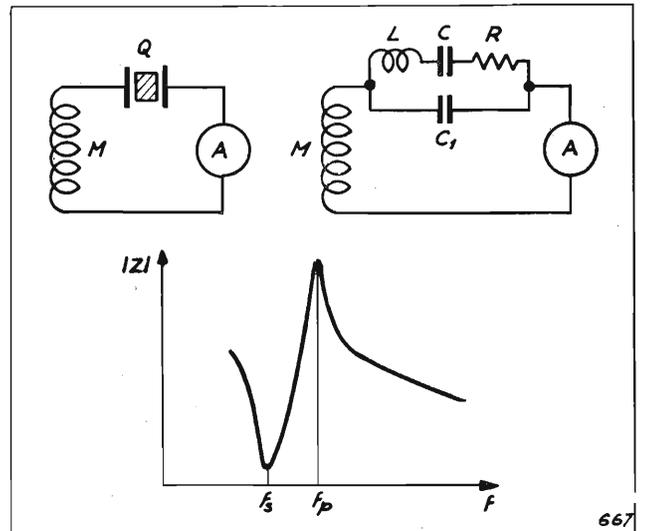



Fig. 3 — a: Schema del rivelatore a quarzo; b: Circuito equivalente; c: Diagramma dell'impedenza del quarzo intorno alla risonanza; f_s = risonanza serie (L, C); f_p = risonanza in parallelo [L, $C_1 C/(C_1 + C)$].

interamente una delle faccie, mentre gli altri due b e c, occupano ciascuno un po' meno della metà dell'altra faccia e sono isolati elettricamente fra loro. La tensione eccitante è applicata al filtro tra l'elettrodo grande ed uno degli altri due per esempio quello indicato con b; quando la frequenza è prossima a quella di risonanza si producono, non soltanto nella regione compresa tra a e b ma in tutto il cristallo, energiche vibrazioni meccaniche che inducono tra gli elettrodi a e c una f.e.m. proporzionale alla loro ampiezza. Il cristallo si comporta quindi come un filtro di banda, poichè trasmette la d.d.p. applicata ai morsetti di en-

trata a e b a quelli di uscita a e c soltanto in un ristretto intervallo di frequenza. A differenza di quanto avviene negli ordinari filtri elettrici, la d.d.p. a vuoto all'uscita è generalmente parecchie volte maggiore della tensione eccitante applicata all'entrata, come se all'uscita del filtro fosse applicato un trasformatore elevatore.

Per evitare che la capacità parassita tra b e c riduca sensibilmente la selettività del filtro lasciando passare la tensione applicata anche a frequenze diverse da quella di risonanza, si interpone generalmente uno schermo metallico d colleggato elettricamente ad a.

L'appoggio del quarzo sugli elettrodi va anche curato in maniera particolare perchè ogni sottrazione di energia meccanica produce una riduzione del suo coefficiente di risonanza ed un corrispondente allargamento della banda di passaggio del filtro. Gli elettrodi sono costituiti da sottili pellicole metalliche depositate galvanicamente o catodicamente sulla faccia del cristallo; i conduttori di collegamento sono allora saldati direttamente su queste pellicole e adempiono nello stesso tempo all'ufficio di sostegni meccanici del cristallo. Sempre allo scopo di ridurre le cause esterne di smorzamento tutto il filtro può essere racchiuso in una ampolla in cui si fa il vuoto (5).

Sebbene concettualmente molto semplice l'attuazione di un filtro elettromeccanico a quarzo del tipo descritto offre alcune difficoltà tecniche, soprattutto per quanto riguarda l'isolamento meccanico del cristallo dai suoi sostegni e l'eliminazione delle risonanze indesiderate del cristallo, che si producono nelle vicinanze della fondamentale, con ampiezza spesso poco diversa. Tali difficoltà si accentuano quando la frequenza media della banda di passaggio supera il megahertz, poichè allora è necessario utilizzare le vibrazioni longitudinali del cristallo, e non è più possibile sostenerlo meccanicamente in corrispondenza dei nodi.

Per tali ragioni in luogo del filtro elettromeccanico descritto si è preferito usare il circuito della figura 3a, il quale dà risultati del tutto analoghi, pur impiegando un quarzo di tipo normale con due soli elettrodi (6).

Per comprendere il funzionamento del circuito della figura 3a conviene considerare lo schema elettrico equivalente indicato in fig. 3b (7). C_1 rappresenta la capacità tra le armature metalliche quando il quarzo non vibra (*capacità bloccata*) mentre L, R, C, sono rispettivamente l'induttanza, la resistenza e la capacità equivalenti dovute alle vibrazioni del quarzo. L'impedenza complessiva del quarzo ha l'andamento indicato in figura 3c; essa è assai grande a bassa frequenza, ma diminuisce progressivamente in valore assoluto fino a raggiungere un minimo quando l'induttanza L risuona con C; in seguito cresce rapidamente fino a raggiungere un massimo in corrispondenza della risonanza di L in parallelo con la serie delle capacità C_1 e C; successivamente diminuisce di nuovo mantenendosi però sempre molto elevata. Le due risonanze: in *serie* (L e C) e in *parallelo* (L, C, C_1) sono molto vicine poichè C_1 è generalmente molto maggiore di C. A titolo di orientamento si riportano (7) nella tabella seguente i dati relativi ad un quarzo di caratteristiche medie.

Dati numerici di una lamina di quarzo per piezooscillatore di caratteristiche medie.

Spessore	0,636 cm
Larghezza	3,33 cm
Lunghezza	2,75 cm
Frequenza di risonanza (vibrazione per spessore)	430 kHz
Caratteristiche del circuito elettrico equivalente (fig. 3b)	
L	3,3 H
C	0,042 pF
C_1	5,8 pF
R	4500 Ω
$Q=\frac{\omega L}{R}$	2300

Il funzionamento del circuito della figura 3a, o del suo equivalente della figura 3b, appare chiaro in base alle considerazioni precedenti: al variare della frequenza la corrente che attraversa A varia descrivendo una curva di risonanza molto acuta il cui massimo coincide sensibilmente con la risonanza *serie* di L e C poichè l'induttanza dell'avvolgimento M si può ritenere trascurabile in base ai dati numerici della tabella. Invece della risonanza serie sarebbe possibile utilizzare, con una disposizione del circuito leggermente diversa, la risonanza in parallelo, in corrispondenza alla quale è la tensione ai capi del quarzo che diviene massima; ma una tale variante non sembra presentare vantaggi apprezzabili.

Nonostante la loro apparente diversità il filtro a quarzo della figura 2 ed il circuito selettivo della figura 3 non differiscono sostanzialmente tra loro. In entrambi infatti si utilizza la f.e.m. generata da un cristallo piezoelettrico vibrante vicino alla sua frequenza di risonanza; mentre però nel filtro tale f.e.m., che si sviluppa tra gli elettrodi a e c, viene misurata direttamente con il voltmetro V, nel circuito selettivo essa viene misurata indirettamente attraverso le variazioni dell'impedenza equivalente del quarzo. L'uso dell'uno o dell'altro tipo di circuito non implica quindi nessuna differenza concettuale, ma è soltanto questione di opportunità tecnica.

---

(5) Per ulteriori notizie su tali filtri a quarzo si veda ad esempio:
L. Rohde: *Neuartige Steur - Filter Quarze.* « Zeit. Tech. Phys. » XX, 1939, p. 77.
L. Rohde H. Handrek: *Die Eingenschaften von Quarzen bei Ton und Mittelfrequenz.* « Zeit. Tech. Phys. » XXI, 1940, p. 401.

(6) Questa variante è stata suggerita agli Autori dal Sig. Aldo Calpini, al quale essi sono molto grati.

(7) Si veda ad esempio F. E. Terman: *Radio Engineers Handbook,* Mc. Graw Hill Ed. New York, 1943 p. 496.

4. - Capacimetro per misure di laboratorio.

Per le misure di laboratorio è opportuno utilizzare nella migliore maniera possibile le caratteristiche di sensibilità e di precisione del rivelatore a quarzo, mentre non hanno molta importanza nè il numero delle valvole, nè le tensioni di alimentazione. Ispirandosi a questi criteri, e partendo dallo schema di principio della figura 1, si è attuato un capacimetro di cui la figura 4 riproduce lo schema elettrico e la figura 5 l'aspetto esterno.

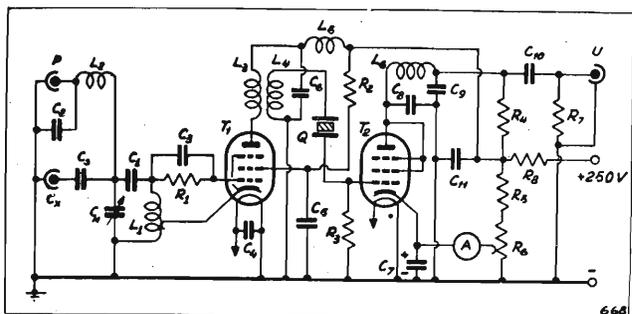



Fig. 4 — Schema del capacimetro con rivelatore a quarzo I.N.E.A. BS1.

Fig. 5 — Aspetto del capacimetro BS1 attuato presso l'I.N.E.A.

Al posto del semplice oscillatore a triodo della figura 1 si è preferito usare un pentodo ad accoppiamento elettronico, in modo da aumentare la separazione tra il circuito oscillatorio e l'impedenza di carico, la quale subisce forti variazioni a causa della risonanza del quarzo e potrebbe dar luogo a fenomeni di trascinamento. Come rivelatore della risonanza si è usato un triodo polarizzato all'interdizione, la cui corrente continua di placca, misurata dal microamperometro A è sensibilmente proporzionale alla corrente a radio frequenza che attraversa il quarzo; questo tipo di rivelatore assorbe una potenza molto piccola e consente perciò di ottenere valori elevati del coefficiente di risonanza.

In serie sulla placca della valvola rivelatrice sono disposti un filtro a banda inferiore (L_6 , C_8 , C_9) ed una resistenza di carico R_4 ai cui capi si localizza una tensione a frequenza acustica V_u proporzionale all'ampiezza delle variazioni di C_X la quale è inviata attraverso un condensatore ai morsetti di uscita U.

Il quarzo adoperato ha una frequenza propria di 2 MHz ed è costituito da una lamina di 10 mm di raggio, vibrante secondo spessore e leggermente compressa tra due piastre metalliche; esso non differisce quindi da quelli usati normalmente negli oscillatori.

L'esemplare di cristallo adoperato è stato scelto con cura in modo che esso non presentasse frequenze spurie vicine alla frequenza fondamentale desiderata. All'uopo si è scelto convenientemente il raggio della piastrina e si è curato che quest'ultima fosse di buona qualità con riferimento alla regolarità del reticolo cristallino. La tensione al quarzo, fuori della risonanza è stata fissata in 2 V regolando l'accoppiamento fra L_3 ed L_4 .

Per poter coprire con una variazione di capacità di 50 pF del condensatore di misura C_M tutto il campo di variabilità delle C_X si è posto in serie ai morsetti di entrata un condensatore fisso C_S del valore di 50 pF; in tal modo la massima sensibilità ottenibile è alquanto ridotta, ma in compenso è possibile coprire, con una sola scala, l'intero campo di capacità compreso tra zero e infinito, mantenendo in un intervallo abbastanza vasto una notevole precisione di misura.

Dalla curva di taratura della figura 6 si rileva infatti che se il condensatore micrometrico è fornito di un nonio che permetta di apprezzare variazioni di 10^{-3} della sua capacità massima, è possibile misurare tutte le capacità comprese tra 10 pF e 250 pF con un errore relativo inferiore a 10^{-2}. Il capacimetro è quindi particolarmente adatto alla misura delle piccole capacità, per le quali riesce difficile l'azzeramento dei ponti. Sia le bobine di accordo, sia il quar-

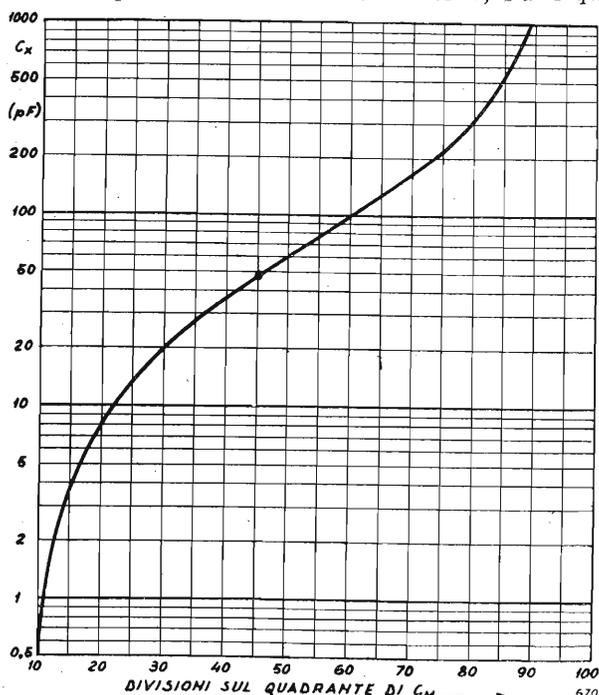



Fig. 6 — Curva di taratura del capacimetro BS1.

zo rivelatore sono inoltre facilmente sostituibili essendo montati su zoccoli come le valvole; ed è anche data la possibilità di connettere direttamente C_X al circuito oscillatorio e di ridurre la capacità massima di C_M mediante l'inserzione di capacità in serie. In tal modo si può facilmente spostare il campo ottimo di misura e portarsi in ogni caso nelle condizioni più favorevoli.

Come si è già accennato, accade talvolta di dover misurare non il valore assoluto di una capacità, ma le sue variazioni intorno ad un valore medio; ciò avviene ad esempio nelle ricerche sulle dilatazioni termiche e sulla costante dielettrica dei materiali, nella taratura dei microfoni a condensatore, nella misura di forze mediante provette dinamometriche a variazione di capacità e così via.

Per rivelare queste variazioni conviene portare il punto di funzionamento del capacimetro in uno dei tratti lineari della sua curva di risonanza complessiva, cioè della curva di risonanza che si ottiene facendo variare la capacità di accordo intorno al valore corrispondente alla risonanza del quarzo e misurando la corrente indicata dallo strumento in serie con la valvola rivelatrice. Conviene definire come *sensibilità* del capacimetro per le variazioni statiche di capacità la pendenza massima della curva di risonanza, cioè la variazione di corrente prodotta, in corrispondenza ad uno dei due tratti lineari della curva, da una variazione relativa nota di capacità.

Il capacimetro può anche essere considerato come un apparecchio che trasforma variazioni relative di capacità in variazioni relative di corrente; è allora utile l'introduzione di una *sensibilità relativa,* data dal rapporto tra la sensibilità precedentemente definita e la corrente nel centro del tratto lineare della curva di risonanza. La sensibilità relativa esprime precisamente il rapporto tra le due variazioni relative, e dà quindi una misura della particolare *amplificazione* prodotta dal capacimetro. La conoscenza della sensibilità relativa permette di calcolare immediatamente le minime variazioni di capacità che è possibile rivelare; se infatti si suppone che le minime variazioni di corrente osservabili sullo strumento rivelatore siano dell'ordine di 10^{-2} della portata massima, ed il capacimetro ha per esempio una sensibilità relativa di 1000, le minime variazioni relative di capacità che è possibile mettere in luce sono evidentemente dell'ordine di 10^{-5}.

Quando la capacità di cui si misurano le variazioni è collegata direttamente alla bobina di accordo la sensibilità relativa è una costante dell'apparecchio; se invece, come avviene nel circuito della figura 4, la C_X è collegata in serie ad una capacità fissa C_S ed il loro complesso è in parallelo ad un condensatore variabile C_M, la sensibilità relativa diviene una funzione di C_X, il cui andamento è dato dalla curva della figura 7.

Come si vede la sensibilità relativa massima si ottiene quando $C_X = C_S$ e il suo valore è di circa 4000 volte, l'apparecchio può quindi rivelare variazioni relative di capacità dell'ordine di $2 \div 3 \cdot 10^{-6}$.

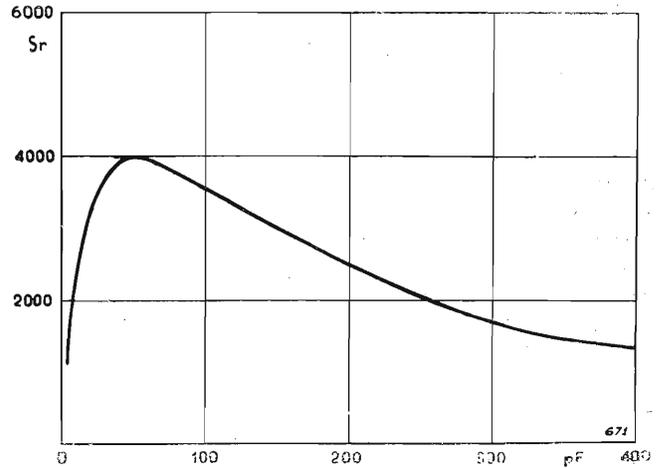



Fig. 7 — Sensibilità relativa del capacimetro di fig. 4 per variazioni statiche di capacità: ascisse = valore medio di C_X: ordinate = amplificazione del capacimetro ossia rapporto: « variazioni relative di corrente/variazioni relative di capacità ».

Una curva di risonanza intorno ad un valore medio di C_X di 50 pF è riprodotta nella figura 8; si vede che essa è notevolmente simmetrica intorno al massimo, essendo molto lasco l'accoppiamento tra il rivelatore a quarzo e l'oscillatore.

Nella taratura dei microfoni a condensatore occorre applicare tra gli elettrodi una tensione continua ed una tensione alternativa di polarizzazione. Nello

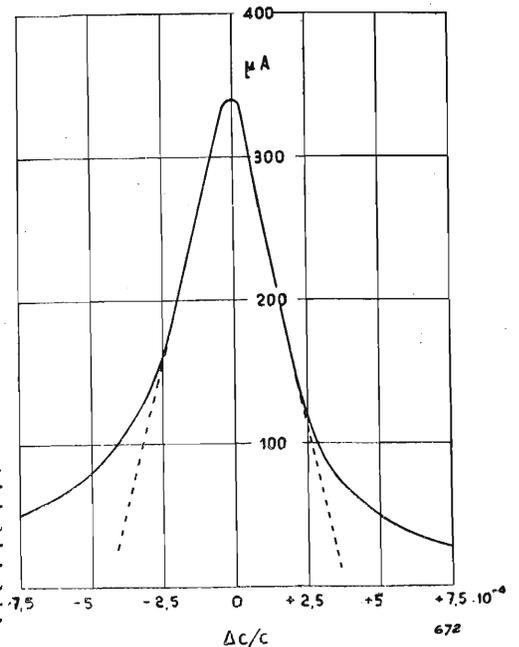
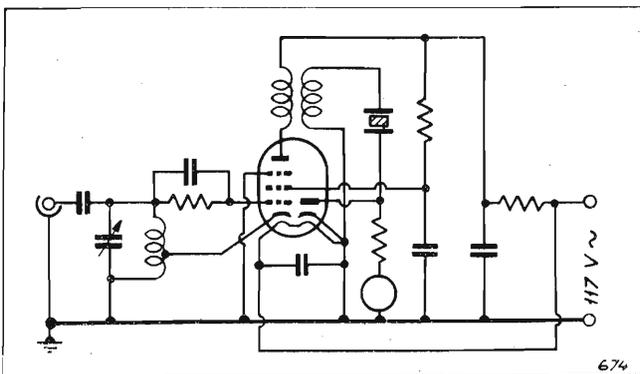
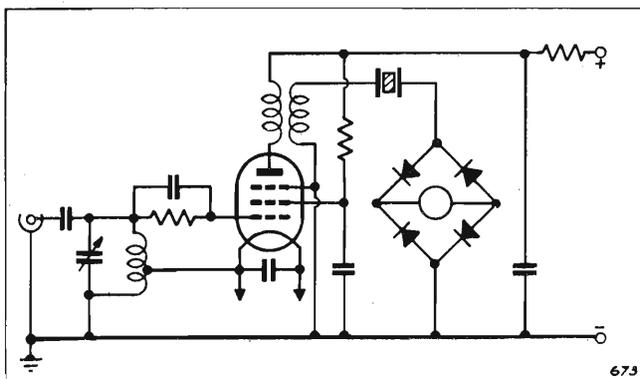



Fig. 8 - Curva di risonanza complessiva del capacimetro intorno a C_X = 50 pF. Inclinazione massima della curva nei tratti lineari = 8 μA per $\Delta C/C = 10^{-5}$.

schema della figura 4 si è quindi collegato il morsetto *polarizzazione* a quello del condensatore esterno mediante un filtro (L_2, C_2) che impedisca il passaggio della radio frequenza, e si è posto in serie alla bobina il condensatore C_1 che impedisce alle tensioni continue e di bassa frequenza di arrivare fino alla griglia.

5. - Circuiti semplificati per scopi tecnici.

Il circuito della figura 4 può essere semplificato, specialmente per quanto riguarda la parte destinata alla rivelazione della risonanza, collegando direttamente il quarzo con un microamperometro munito di raddrizzatore a ossido secondo lo schema della figura 9. L'acutezza della risonanza, e quindi la sensibilità del capacimetro, risulta in questo caso alquanto diminuita perchè il nuovo circuito rivelatore sottrae alla valvola oscillatrice una potenza maggiore di quello precedente e perchè il raddrizzatore ad ossido non è molto adatto per frequenze tanto elevate. La sensibilità risulta tuttavia largamente sufficiente per scopi tecnici specie se si può disporre di un raddrizzatore di tipo recente (al germanio o al silicio) adatto per le radiofrequenze ([8]). Infatti riesce possibile mettere in luce variazioni relative della capacità dell'ordine di 10^{-4}. Si ritiene perciò che il circuito della figura 9, in cui come oscillatrice si usi una delle nuove valvole « miniatura » a consumo ridotto, possa sostituire utilmente il circuito di Widdington adoperato nel dinamometro a capacità descritto in una nota precedente ([3]); rispetto ad esso presenta infatti i vantaggi di una maggiore semplicità (una sola valvola invece di sei) e di una maggiore stabilità, potendo essere completamente alimentato a batterie.

Una seconda variante del circuito di figura 4 può essere ottenuta adoperando una delle nuove valvole multiple con accensione a 117 V per esempio la 117 N7. È allora possibile ottenere un capacimetro alimentato direttamente dalla rete (figura 10) senza bisogno di trasformatori o di raddrizzatori, impiegando la sezione pentodo della valvola come oscillatrice e la sezione diodo come rivelatrice della risonanza del quarzo.

Il fatto che la frequenza della rete moduli in ampiezza le oscillazioni a radiofrequenza produce soltanto una diminuzione del valore medio della tensione di queste ultime, e quindi della corrente ottenibile nello strumento di misura, ma non disturba in nessun modo il funzionamento dell'apparecchio. Il consumo complessivo di corrente del circuito della figura 10 è inoltre abbastanza modesto non superando i 150 mA; l'apparecchio può quindi essere alimentato direttamente a batterie o con una sorgente stabilizzata, ed in questo caso, nonostante la sua semplicità, consente di eseguire misure con una precisione paragonabile a quella del circuito della figura 4.

Va da ultimo osservato che il principio esposto per la misura di capacità può, per scopi tecnici, essere applicato per avere rapidamente utili indicazioni sul comportamento a radio frequenza di induttanze: basta allo scopo, collegare, in uno schema simile a quello del capacimetro, in parallelo al condensatore micrometrico, la induttanza in misura e determinare le condizioni di risonanza. Artifizi analoghi a quelli usati nel capacimetro possono impiegarsi al fine di aumentare il campo della misura sulle induttanze.

(8) Vedi ad es. R. Manfrino: *Raddrizzatori a secco* « Elettronica », I, 1946, p. 425.

Fig. 9 (sopra) — Schema di un capacimetro con una sola valvola, con rivelatore a quarzo e raddrizzatore ad ossido.
Fig. 10 (sotto) — Schema di un capacimetro con rivelatore a quarzo e raddrizzatore a diodo facente uso di una sola valvola ad alimentazione diretta sia dalla rete a c. a. sia da una sorgente a c. c.

RISCALDAMENTO PER PERDITE DIELETTRICHE IN UN CAMPO AD ALTA FREQUENZA (*)

dottor GIULIO GREGORETTI
dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris di Torino

SOMMARIO. Viene studiato il riscaldamento per perdite dielettriche dal punto di vista tecnico considerando le limitazioni più importanti per l'utilizzazione industriale, ed esaminando le principali applicazioni.

1. - Introduzione.

È noto che nella maggior parte dei processi industriali il riscaldamento dei materiali isolanti viene effettuato per conduzione o per convezione, disponendo questi in contatto nel primo caso con superfici metalliche calde e nel secondo caso con un fluido caldo. Poichè i materiali isolanti sono generalmente anche cattivi conduttori del calore, per portare rapidamente alla temperatura desiderata le parti centrali del pezzo da trattare, le superfici riscaldanti devono essere portate ad una temperatura maggiore. Ne consegue che la parte esterna del pezzo subisce sempre un trattamento alquanto diverso di quella interna; inoltre, poichè la temperatura massima a cui può venir portata la superficie esterna generalmente non deve essere molto superiore a quella desiderata per l'interno, la durata del processo di riscaldamento è spesso notevole, specialmente nei casi di spessori elevati. La guerra con la esigenza di una produzione veloce ed in serie ha stimolato lo sviluppo di altri metodi di riscaldamento prima noti soltanto dal punto di vista scientifico o sperimentale. Una vera rivelazione è stato il riscaldamento per perdite dielettriche in campi elettrici ad alta frequenza, prima della guerra applicato usualmente soltanto in medicina per i trattamenti diatermici.

Il fenomeno su cui si basa questo tipo di riscaldamento era da tempo molto noto perchè nella tecnica delle onde corte impediva l'utilizzazione di taluni materiali isolanti ottimi alle basse frequenze, quali l'ebanite e la bachelite; questi materiali se vengono sottoposti ad un campo elettrico ad alta frequenza assorbono una notevole energia, riducendo così il rendimento delle apparecchiature. Pertanto per l'isolamento degli elementi di circuito sottoposti a tensioni ad alta frequenza, quali zoccoli di tubi elettronici, supporti per bobine, e cavi si è dovuto ricorrere a meteriali speciali quali quelli ceramici, l'ipertrolitul ed il politene.

Questo procedimento è stato denominato anche « riscaldamento dielettrico » e « riscaldamento elettronico ». Sotto quest'ultimo nome è compreso anche il riscaldamento dei metalli per induzione ad alta frequenza perchè in ambedue i casi si utilizzano generatori di energia ad alta frequenza a tubi elettronici.

(*) Pervenuto alla redazione il 12 - IV - 1947.

2. - Principi fisici e formule fondamentali.

Se un materiale isolante viene disposto in un campo elettrico ad alta frequenza, praticamente fra due elettrodi, (nel caso più semplice due piatti come in figura 1), fra i quali si applica una tensione alternata

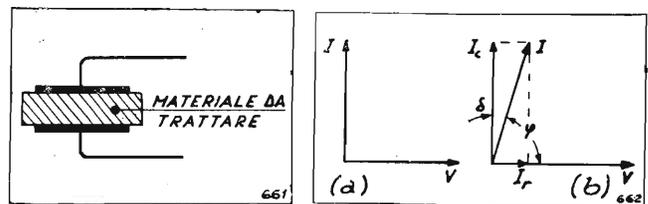



Fig. 1 Fig. 2

Fig. 1 - Materiale da trattare disposto fra elettrodi piani.
Fig. 2 - Rappresentazione vettoriale della tensione applicata ad un condensatore e della corrente che lo attraversa nei casi di un dielettrico affetto (*a*) o no (*b*) da perdite.

a frequenza molto elevata (di solito compresa fra 1 e 200 MHz), si constata che il materiale si riscalda.

Dal punto di vista fisico questo fenomeno può venir spiegato schematicamente nel seguente modo. Ogni materiale, com'è noto, è costituito da un aggregato di cariche elettriche positive e negative riunite in atomi e molecole. Sotto l'azione del campo elettrico applicato queste cariche elettriche tendono a spostarsi nella direzione del campo, seguendo le sue continue variazioni, ed a trascinare in taluni casi nel loro movimento anche le molecole. Tutti questi spostamenti sono associati con una trasformazione, nell'interno del materiale (attriti interni), di energia elettrica in calore; quest'ultimo si manifesta col riscaldamento del materiale.

Dal punto di vista elettrotecnico gli elettrodi con il materiale disposto fra di essi costituiscono un condensatore. In assenza del materiale la tensione applicata al condensatore e la corrente che lo attraversa possono venir rappresentate da due vettori in quadratura (fig. 2 *a*), non essendo dissipata potenza. Quando invece il materiale è disposto fra gli elettrodi il campo fornisce la potenza necessaria per riscaldare il materiale ed i vettori rappresentanti la corrente e la tensione sono sfasati fra di loro di un angolo φ minore di 90°, il cui complementare è l'angolo di perdita del materiale δ (fig. 2 *b*). La potenza dissipata in calore nel materiale è data dal prodotto della tensione *V* per la

componente I_r della corrente in fase con la tensione, essendo $I_r = I \cos \varphi$, dove I è la corrente che attraversa il condensatore. Quindi:

$$[1] \qquad P = VI \cos \varphi .$$

Ma se φ è molto prossimo a 90° (il che equivale a supporre δ molto piccolo) I è praticamente uguale alla sua componente I_c in quadratura con V e $\cos \varphi$ è uguale a tg δ. Allora la [1] diventa

$$P = VI_c \cos \varphi = VI_c \operatorname{tg} \delta.$$

La I_c è data dalla

$$I_c = 2 \pi f C V$$

dove f è la frequenza (hertz) e C la capacità del condensatore (farad). A sua volta la capacità del condensatore è data dalla

$$C = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \frac{8{,}85 \cdot 10^{-12} S}{d}$$

dove $\varepsilon/\varepsilon_0$ è la costante dielettrica relativa del materiale, S la superficie (metri quadrati) della faccia di ciascuno degli elettrodi a contatto col materiale e d la distanza (metri) fra le armature. Si ottiene così la:

$$[2] \qquad P = 55{,}6 \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \frac{S}{d} f V^2 \, 10^{-12} \operatorname{tg} \delta \quad \text{(watt)}$$

che si può mettere anche sotto la forma

$$[2'] \qquad P = 55{,}6 \cdot 10^{-12} \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} f E^2 U \operatorname{tg} \delta \quad \text{(watt)}$$

dove E è il campo elettrico in V/m ed U il volume del materiale in m³.

Questa energia elettrica trasformata in calore deve sopperire alle seguenti necessità: aumentare la temperatura del corpo da riscaldare, fornire il calore per le perdite per conduzione agli elettrodi e per convezione ed irradiamento al mezzo circostante, ed infine fornire l'energia per l'evaporazione di eventuali sostanze volatili, quale per esempio l'acqua, contenute nel materiale. Se l'operazione di riscaldamento è abbastanza rapida le perdite per conduzione, convezione ed irradiamento sono di piccola entità; generalmente la maggior parte dell'energia è destinata al riscaldamento del pezzo. Questa è data dalla

$$P = 4{,}2 \cdot 10^3 \, \frac{mc\,(T_2 - T_1)}{t} \text{ (watt)}$$

dove m è la massa del materiale (in Kg), c il calore specifico (in Cal /kg °C), T_1 e T_2 rispettivamente la temperatura iniziale e quella finale del materiale (in °C) e t il tempo in secondi.

Quando il contenuto percentuale di sostanze da vaporizzare è notevole l'energia destinata alla vaporizzazione può superare anche quella destinata all'aumento di temperatura. Nel caso di vaporizzazione dell'acqua a 100 °C a pressione normale l'energia necessaria è data dalla

$$P = 2{,}3 \cdot 10^6 \, \frac{m}{t} \text{ (watt)}.$$

Consideriamo alcuni esempi.

1 — Caso di un parallelepipedo di legno di abete secco, delle dimensioni di 20 × 20 × 5 cm³, da riscaldare mediante un campo elettrico prodotto da due elettrodi piani in contatto con le facce di superficie maggiore. Si ammette che la costante dielettrica relativa del legno sia eguale ad 1,5, la tg δ a $3 \cdot 10^{-2}$, il peso specifico a 0,45 ed il calore specifico a 0,60 Cal/kg °C. La massa del legno risulta di 2·0,45 = 0,9 kg.

La potenza necessaria per portare il legno da 20°C a 120°C in un minuto è (considerando soltanto l'energia per aumentare la temperatura del pezzo e trascurando quindi tutte le perdite)·

$$P = \frac{4{,}2 \cdot 10^3 \cdot 0{,}9 \cdot 0{,}6 \cdot 100}{60} = 3{,}8 \text{ kW}.$$

Dalla [2] si deduce che per trasformare questa potenza in calore nel legno, a 30 MHz la tensione che si deve applicare fra le armature del condensatore è:

$$V = \sqrt{\frac{Pd}{55{,}6 \cdot 10^{-12} \, S f (\varepsilon/\varepsilon_0) \operatorname{tg} \delta}} =$$

$$= \sqrt{\frac{3{,}8 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-2}}{55{,}6 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}04 \cdot 3 \cdot 10^7 \cdot 1{,}5 \cdot 3 \cdot 10^{-2}}} = 7300 \text{ V}.$$

Per ottenere il medesimo risultato a 10 MHz ed a 60 MHz si dovrebbero utilizzare rispettivamente tensioni di 13 600 V e di 4600 V, ammettendo che le variazioni di $\varepsilon/\varepsilon_0$ e di tg δ siano piccole passando da 30 MHz a 10 MHz ed a 60 MHz.

2 — Caso del medesimo parallelepipedo in legno dopo un assorbimento in acqua per il 30 % del suo peso finale. Si ammette che a 30 MHz la sua costante dielettrica sia 2,7 e la tg δ $9 \cdot 10^{-2}$.

La massa del legno è sempre di 0,9 kg e la massa d'acqua di (30/70)·0,9 kg = 0,39 kg.

La potenza per portare il legno da 20°C a 120°C in un minuto, trascurando le perdite termiche, è sempre di 3,8 kW.

La potenza per portare l'acqua da 20°C a 120°C in un minuto è $4{,}2 \cdot 10^3 \cdot 0{,}39 \cdot 100/60 = 2{,}5$ kW. La potenza per vaporizzare l'acqua a 100°C alla pressione ordinaria in un minuto è di $2{,}3 \cdot 10^6 \cdot 0{,}39/60 = 1{,}5 \cdot 10^4 = 15$ kW. Teoricamente quindi si potrebbe riscaldare il materiale in un minuto usando un generatore che fornisca 3,8 + 2,5 + 15 = 21,3 kW. In realtà non conviene effettuare l'essiccazione molto rapidamente perchè la pressione con cui il vapore esce dal materiale può danneggiare il pezzo.

Utilizzando invece un generatore di 2 kW (astraendo sempre dalle perdite) il riscaldamento può venir compiuto in 11 minuti.

La tensione da applicare al provino varia a seconda del valore di tg δ e di $\varepsilon/\varepsilon_0$. Nella prima fase del riscaldamento, durante la quale si può ammettere $\varepsilon/\varepsilon_0$ eguale a 2,7 e tg δ eguale a $9 \cdot 10^{-2}$, alla frequenza di 30 MHz si ha

$$V = \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-2}}{55{,}6 \cdot 10^{-12} \cdot 4 \cdot 10^{-2} \cdot 3 \cdot 10^7 \cdot 9 \cdot 10^{-2} \cdot 2{,}7} = 2500 \text{ V}.$$

Come si è già visto nel primo paragrafo è molto importante che i processi di riscaldamento siano mol-

to rapidi per ottenere cicli di produzione brevi. In questo tipo di riscaldamento conviene che la durata sia molto breve anche perchè il rendimento energetico è tanto maggiore quanto minore è la durata, crescendo con questa le perdite termiche. Dalla [2'] risulta che la potenza trasformata in calore nel materiale è proporzionale alla costante dielettrica relativa, alla tangente dell'angolo di perdita, alla frequenza ed al quadrato del campo elettrico. Per aumentare la potenza fornita al materiale, e quindi ridurre il tempo di riscaldamento, conviene aumentare al massimo la frequenza e l'intensità del campo elettrico, poichè la costante dielettrica e l'angolo di perdita non possono venir variati essendo proprietà caratteristiche del materiale. Soltanto in casi speciali si varia la composizione chimica del materiale da riscaldare per aumentare la tg δ, ed ottenere cosí un riscaldamento più rapido. Per la frequenza il limite superiore è determinato da diversi fattori fra i quali il più importante è la mancanza di disponibilità di tubi elettronici atti a generare grandi potenze a frequenze elevate. Fino a frequenze dell'ordine di 200 MHz si possono avere tubi della potenza di qualche kilowatt, fino a 30 MHz della potenza di 50 kW e fino a 10 MHz della potenza di centinaia di kW. Un altro limite per la frequenza è determinato dalle dimensioni degli elettrodi. Infatti quando gli elettrodi sono delle dimensioni della lunghezza d'onda nel materiale (lunghezza d'onda nell'aria divisa per la radice quadrata della costante dielettrica relativa) gli elettrodi si comportano come linee e su di essi si formano onde stazionarie di tensione; cioè la tensione fra i due elettrodi è diversa in diversi punti affacciati, e poichè la potenza trasformata in calore è proporzionale al quadrato della tensione ne risulta un riscaldamento disuniforme del materiale. Ciò può avvenire per esempio nel caso di incollamento di lunghi pezzi di legno compensato disposti sotto presse lunghe una decina di metri quando si utilizzano frequenze di una decina di MHz. La causa di questo inconveniente può venir in parte ridotta disponendo collegamenti fra gli elettrodi in punti opportuni.

Per la tensione il limite superiore è determinato dalla tensione di scarica disruptiva, per cui il materiale viene perforato, o dalla tensione di scarica superficiale quando il materiale non sporge o sporge di poco oltre i bordi degli elettrodi; quest'ultima è decisiva quando il materiale contiene notevoli quantità di umidità. Nel caso di spessori molto grossi un altro limite è determinato dalla formazione di effetti corona, cosí che la massima tensione consigliabile è di 15 kV.

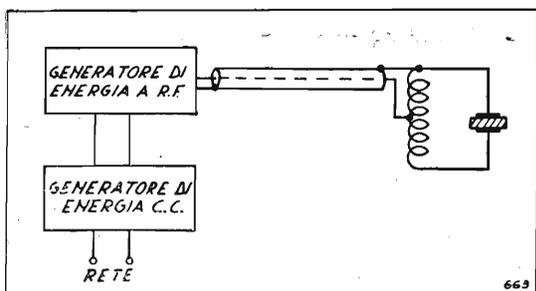



Fig. 3 - Schema di una apparecchiatura di riscaldamento.

Il riscaldamento per perdite dielettriche può essere assolutamente non conveniente per taluni materiali con angolo di perdita piccolissimo quali il quarzo, il politene e l'ipertrolitul, perchè in tali casi, l'energia fornita al materiale è piccola ed il rendimento è molto basso.

3. - Apparecchiature per il riscaldamento ad alta frequenza.

Sono costituite da quattro parti principali (fig. 3 e 4): da un alimentatore che trasforma l'energia a corrente alternata ed a frequenza e tensione industriali, fornita dalla rete, in energia a corrente continua e ad

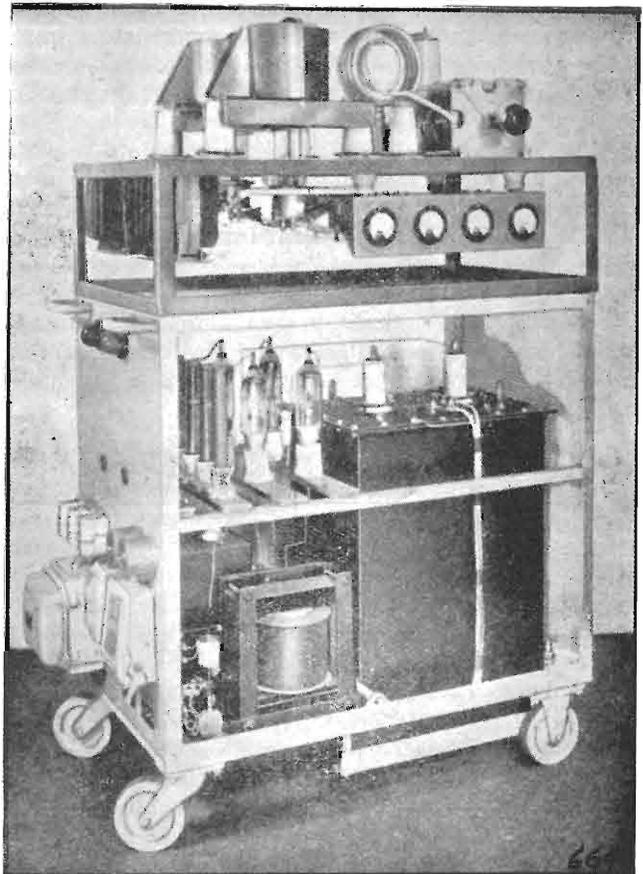



Fig. - Generatore di energia a radiofrequenza della potenza di 2 kW.

alta tensione, da un generatore che trasforma l'energia di corrente continua in energia a radiofrequenza, da un circuito di utilizzazione e da apparecchiature di regolazione. In taluni casi rari manca l'alimentatore gia a corrente continua in energia a radiofrequenza, viene alimentato dalla rete attraverso un trasformatore elevatore di tensione.

ALIMENTATORE A CORRENTE CONTINUA.

È costituito da un trasformatore in salita, da un sistema di tubi raddrizzatori, generalmente a vapori di mercurio, e da un filtro di spianamento. In talune ap-

parecchiature manca il filtro di spianamento, ed invece di una tensione continua si ottiene una tensione più o meno pulsante a seconda del tipo di circuito raddrizzatore utilizzato.

GENERATORE DI ENERGIA A RADIOFREQUENZA.

Attualmente nella quasi totalità i generatori a radiofrequenza usati per il riscaldamento (oscillatori di potenza) presentano due inconvenienti: non forniscono tutta l'energia che i tubi potrebbero dare nel funzionamento più favorevole e, nei casi di forte accoppiamento, al variare del carico la frequenza varia bruscamente, con un salto.

I due inconvenienti sopracitati possono venir eliminati facendo funzionare i tubi di potenza del generatore come amplificatori ed eccitando le griglie con un oscillatore di potenza molto minore o un amplificatore comandato da un oscillatore controllato a quarzo. In quest'ultimo caso si ottiene anche una elevatissima stabilità di frequenza, che si rivela attualmente quanto mai necessaria (1).

Per ridurre al minimo i disturbi prodotti alle radiocomunicazioni da tali apparecchiature, in America è stato proposto dalla F.C.C. (Federal Communication Commission) di assegnare due gamme (27,305 - 27,335 MHz e 40,96-41 MHz). Se le apparecchiature di riscaldamento dovranno limitarsi a funzionare in tali gamme, data la limitatissima ampiezza di queste ultime, i relativi generatori a radiofrequenza dovranno essere del tipo ad oscillatore a quarzo e amplificatore intermedio.

CIRCUITO DI UTILIZZAZIONE.

Generalmente è un circuito oscillatorio accoppiato al generatore a radiofrequenza e costituito dal condensatore, fra i cui elettrodi è disposto il materiale da riscaldare, e da una induttanza di accordo.

È facile immaginare che le forme e le dimensioni degli elettrodi dipendono molto da quelle del pezzo di materiale da riscaldare e che con forme adatte si possono ottenere riscaldamenti opportuni nella massa da trattare. Si può ottenere così un riscaldamento uniforme in pezzi a facce piane parallele, a facce piane non parallele ed a facce curve, o localizzato in determinati punti del materiale come per esempio nel caso di una saldatrice per punti per fogli di legno.

Spesso il circuito di utilizzazione è disposto ad una certa distanza dal generatore; in tale caso si rende necessaria una linea di collegamento (bifilare o coassiale) opportunamente adattata.

APPARECCHIATURE AUSILIARIE.

Durante il trattamento termico le caratteristiche elettriche del materiale possono variare, sia perchè varia la temperatura sia perchè vaporizzano sostanze che lo compongono. Per avere un trattamento regolare è opportuno allora mantenere l'accordo del circuito oscillatorio di cui fa parte il condensatore comprendente il materiale. A tale scopo sono stati studiati opportuni dispositivi di accordo automatico.

Nelle lavorazioni in serie quando si desidera una produzione uniforme è opportuno munire l'apparecchiatura di un contatempo collegato con un dispositivo di comando che faccia eseguire il riscaldamento sempre per la medesima durata di tempo.

Le parti dell'apparecchiatura di riscaldamento percorse dalla corrente ad alta frequenza durante il funzionamento si comportano come antenne irradianti. Per evitare i disturbi prodotti dall'irradiazione di queste onde si dispongono intorno a dette parti schermi secondo norme, che in alcuni paesi sono state da lungo tempo pubblicate sotto forma di raccomandazioni e che prossimamente verranno trasformate in leggi.

4. - Vantaggi ed applicazioni del riscaldamento ad alta frequenza.

Gli ordinari metodi di riscaldamento (per conduzione, convezione od irradiamento) sono metodi di riscaldamento per trasferimento, cioè presuppongono due operazioni: una di generazione di calore in opportune apparecchiature ed una di trasferimento di calore da queste apparecchiature al pezzo da scaldare. Nel riscaldamento per perdite dielettriche invece l'operazione di trasferimento manca in quanto che il calore viene generato direttamente nel pezzo da scaldare; quindi non è affetto dalle limitazioni derivanti dall'operazione di trasferimento. I vantaggi che in tal modo si conseguono possono venir riassunti nei seguenti punti:

1 - grande rapidità di riscaldamento, perchè questo non è limitato dalla conducibilità termica ma soltanto dalle proprietà elettriche del materiale;

2 - uniformità di riscaldamento nella sezione del pezzo trattato, evitando così la formazione di tensioni interne, con conseguente riduzione degli scarti;

3 - ridotto ingombro delle apparecchiature;

4 - elevato rendimento perchè l'energia elettrica trasformata in calore nell'interno del materiale serve prevalentemente per aumentare l'energia termica del materiale, essendo molto limitate le perdite per conduzione, convezione ed irraggiamento;

5 - minore usura delle presse e delle matrici nello stampaggio di resine termoplastiche o termoindurenti, essendo possibile ottenere maggiore fluidità nel materiale da trattare.

È stato così possibile attuare nuovi procedimenti di lavorazione e perfezionarne diversi altri.

LAVORAZIONE DELLE RESINE TERMOINDURENTI E DELLE RESINE TERMOPLASTICHE.

Lo stampaggio delle resine termoindurenti presenta in molti casi particolari difficoltà. Com'è noto durante questa lavorazione la resina viene dapprima scaldata fino alla temperatura di rammollimento, segue lo stampaggio ed infine un ulteriore riscaldamento fino alla temperatura alla quale si effettua la trasformazione chimica irreversibile che produce l'indurimento del materiale. Perchè la lavorazione sia economicamente conveniente essa deve essere rapida e quindi nei metodi di riscaldamento normali (per

(1) Nota di Redazione. " Elettronica ", I, 1946, p. 383.
Nota di Redazione. " L'Elettrotecnica ", XXXIV, 1947, p, 34.

conduzione) la temperatura della forma di stampaggio è alquanto superiore alla temperatura finale del pezzo. Ne consegue che prima che il materiale sia completamente rammollito la parte esterna è già indurita e quindi i prodotti sono fragili perchè affetti da pressioni interne notevoli, e gli scarti sono numerosi.

La lavorazione è stata notevolmente migliorata preriscaldando il materiale e disponendolo nella forma già rammollito; ma rimaneva sempre la difficoltà di ottenere un preriscaldamento rapido. Il riscaldamento a radiofrequenza può venir utilizzato o per il preriscaldamento, con notevole risparmio di tempo e di energia elettrica, o per il riscaldamento del materiale direttamente sotto pressa con assenza degli inconvenienti sopra citati.

La saldatura autogena dei materiali termoplastici che nel riscaldamento per conduzione implica una fusione esterna del materiale, prima di quella interna, con conseguente deformazione del pezzo, col riscaldamento per perdite dielettriche può venir ottenuta limitando la fusione alla parte interna nel punto di contatto poichè la parte esterna viene raffreddata dagli stessi elettrodi.

LAVORAZIONE DEL LEGNO.

Com'è noto le proprietà meccaniche del legno possono venir migliorate tagliandolo in fogli o listelli ed incollando questi in disposizioni opportune in modo che le tensioni interne si facciano equilibrio. Si ottengono così i legni compensati ed i paniforti. In molti casi si sono ottenuti prodotti di particolari pregi, per esempio non intaccabili dall'umidità e quindi adatti alla costruzione di aerei e di scafi navali, utilizzando come collanti resine termoindurenti. In tale caso è necessario riscaldare il materiale, e fra i metodi di riscaldamento quello a radiofrequenza è risultato il più adatto.

In questi ultimi anni sono stati anche ideati nuovi prodotti del legno di particolari proprietà. Fra i più noti è il « compreg », caratterizzato da una durezza confrontabile con quella dell'acciaio, ed utilizzato in molti casi in sostituzione dei metalli. Esso viene ottenuto riscaldando e contemporaneamente comprimendo insieme sottilissimi fogli di legno imbevuti di resina, ad una pressione tale da schiacciare le cellule del legno. In tale caso il riscaldamento per conduzione non dà buoni risultati perchè risulta molto lento e le parti esterne subiscono un trattamento diverso da quelle interne, con conseguente disuniformità del materiale e generazione di tensioni interne, essendo i prodotti di spessore notevole. Il riscaldamento per perdite dielettriche non presenta questi inconvenienti e viene utilizzato con successo.

Anche la stagionatura artificiale del legname col riscaldamento per perdite dielettriche sembra essere risultata vantaggiosa in casi particolari.

LAVORAZIONE DELLA GOMMA.

In questo campo le applicazioni si estendono a tutte le fasi di lavorazione.

Il trattamento ad alta frequenza del lattice ha permesso la sua coagulazione contemporaneamente in tutta la massa e la concentrazione. È stato possibile effettuare così nuove lavorazioni per la produzione di fili di gomma e di agglomerati comprendenti come collante il lattice.

Svariatissimi sono gli esempi di vulcanizzazione: pneumatici, cavi elettrici, ruote per stampa, mole abrasive con gomma come collante, blocchi di gomma per pavimentazione, fogli di gomma, spugne di gomma.

La vulcanizzazione continua di cavi elettrici è stata oggetto di particolari studi e diverse soluzioni sono state escogitate derivanti tutte dal principio di applicare un campo elettrico ad alta frequenza fra il conduttore e la gomma, e di esercitare contemporaneamente una pressione su questa.

Nella costruzione di mole abrasive che hanno come legante la gomma si sono raggiunti guadagni di tempo notevolissimi; in diversi casi il tempo di riscaldamento è stato ridotto a meno di un decimo rispetto ai metodi di riscaldamento normale. Inoltre poichè il calore si genera prevalentemente nelle particelle di materiale abrasivo le parti di gomma più vicine a queste risultano più dure, la saldatura più resistente e la mola presenta maggiore durata.

Notevoli progressi sono stati fatti in questi ultimi anni nella fabbricazione di prodotti spugnosi di gomma adottando il riscaldamento per perdite dielettriche, che non è influenzato dalla cattiva conduttività termica di tali prodotti come avviene per contro con gli altri sistemi di riscaldamento.

In taluni casi anche il preriscaldamento della gomma è risultato tanto conveniente da consigliare la costruzione di appositi impianti per tale lavorazione.

LAVORAZIONI VARIE.

In casi particolari il riscaldamento per perdite dielettriche del vetro ha reso possibili talune lavorazioni. Diverse ricerche sono in corso.

Particolarmente vantaggiosa tanto dal punto di vista economico che da quello del miglioramento del prodotto è risultata l'applicazione alla cottura di alcuni materiali termicamente isolanti usati in fonderia, tanto che sembra si debbano avere importanti sviluppi in questo campo.

ESSICCAZIONE E COTTURA.

Svariatissime sono le applicazioni, di cui qui si accenna soltanto alle principali finora attuate con successo: essiccazione dei prodotti tessili (rayon, lana), di prodotti ortofrutticoli, della carta, di prodotti farmaceutici, del tabacco, concentrazione di soluzioni pregiate. Molto nota è l'utilizzazione dell'alta frequenza nei processi di concentrazione della soluzione di penicillina e di essiccazione del prodotto allo stato di polvere.

Anche la cottura dei cibi è stata sperimentata con successo, ottenendo prodotti di particolari caratteristiche.

STERILIZZAZIONE.

Sembra che buoni risultati siano stati ottenuti anche nella sterilizzazione di diversi prodotti (grani, latte, bulbi). Si ha notizia di diversi studi in corso in questo campo e si prevedono notevoli sviluppi data la semplicità ed i vantaggi del nuovo metodo.

BIBLIOGRAFIA

1) G. HOLZNER e G. GREGORETTI: *Misure di costante dielettrica e di angolo di perdita su dielettrici solidi a radiofrequenza* - « Alta Frequenza », X, 1941, p. 4.

2) L. J. C. CONNELL: *The application of radiant and inductive heating to industrial processes* - « G. E. C. Journal », XIII, febbraio 1944, p. 10.

3) L. HARTSHORN: *Dielectric heating* - « Wireless World », VI, 1945, n. 1, p. 2.

4) *Heating metals and non metallic materials by electronics* - « Machynery », LXVII, 1945, 1713, p. 143.

5) L. M. DURYE: *Dielectric heating in industry* - « Electrical World », 1 sett. 1945, p. 84.

6) C. J. MADSEN: *Some limitations of dielectric heating* - « Electrical World », 15 sett. 1945, p. 94.

7) D. VERABLE: *Dielectric heatings fundamentals* - « Electronics », XVIII, novembre 1945, p. 120.

8) H. BAUMGARTNER: *Industrielle Anwendungen der Hochfrequenz* - « Brown-Boveri Mitt. », XXXIII, 1946, p. 204.

9) G. GREGORETTI: *Accordo automatico di circuiti oscillatori* - « Ricerca scientifica e ricostruzione », XVI, 1946, p. 642.

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO I - N. 4
Luglio 1947

1. - Resistenza equivalente di fruscio.

E' noto che l'amplificazione dei radioricevitori non può essere aumentata indefinitamente perchè tale aumento trova un limite naturale nel così detto rumore di fondo o fruscio interno dei ricevitori stessi. Questo fruscio interno è dovuto in parte agli elementi costituenti i circuiti (principalmente i resistori, ma anche le bobine ed i conduttori di connessione) e in parte alle valvole stesse. Esso pertanto non è eliminabile, ma è soltanto riducibile con un accurato progetto dei circuiti e con una scelta oculata delle valvole. Per tale ragione la sensibilità di un ricevitore è effettivamente limitata a quel valore per cui il segnale di ingresso viene a confondersi con il segnale di disturbo dovuto al fruscio interno ed una più corretta e razionale definizione della sensibilità viene fatta con riferimento a questa precisa condizione, specie nel campo delle onde corte e cortissime, in cui il fruscio diventa particolarmente nocivo.

Il fruscio interno dovuto alle valvole è per la maggior parte imputabile alla prima valvola di ogni ricevitore (la valvola del preamplificatore a radio frequenza), perchè a questa valvola seguono tutti gli stadi di amplificazione del ricevitore stesso e quindi il suo fruscio viene amplificato da tutti questi stadi; mentre il fruscio delle valvole successive subisce un'amplificazione via via minore. Pertanto la conoscenza del fruscio interno della prima valvola è sufficiente a definire il livello di fruscio di un ricevitore.

Il fruscio dovuto alle resistenze è facilmente calcolabile e ben definito in modo da risultare esattamente riproducibile in base al solo valore della resistenza stessa. Perciò per definire anche il fruscio delle valvole si è trovato comodo fare riferimento ad una così detta resistenza equivalente di fruscio, che è il valore di quella resistenza che, inserita sulla griglia della valvola in esame, darebbe la stessa uscita di fruscio, qualora la valvola stessa non presentasse alcun fruscio interno. Poichè la tensione di fruscio generata da un resistore cresce con il valore della sua resistenza, si conclude che una valvola dà luogo ad una tensione di fruscio tanto minore quanto minore è la sua resistenza equivalente di fruscio.

La misura della resistenza di fruscio si eseguisce mediante un apposito ricevitore completamente schermato ed alimentato con corrente continua stabilizzata, provvisto di dispositivi di precisione per la taratura e la sintonizzazione. La valvola in esame viene montata sullo stadio a radio frequenza di tale ricevitore e, dopo aver tarato e sintonizzato accuratamente i vari circuiti oscillanti, viene letta la tensione di uscita dovuta al fruscio della valvola stessa, ponendosi nelle condizioni in cui sulla valvola non agisce alcun segnale di ingresso (griglia direttamente collegata in corto circuito a massa). Si inserisce quindi nel circuito di griglia della valvola in prova una resistenza di valore noto e si paragona la tensione di fruscio prodotta da questa resistenza con la tensione di fruscio prima misurata per la valvola: quando le due tensioni sono uguali, il valore della resistenza è quello della resistenza equivalente di fruscio della valvola. Particolari accorgimenti, su cui non è qui il caso di soffermarsi, consentono di rendere automatico e spedito il confronto a cui si è accennato.

A titolo di esempio diamo qui sotto i valori delle resistenze equivalenti di fruscio di alcune delle valvole FIVRE, avvertendo che i dati sono necessariamente di carattere indicativo, perchè il fruscio è influenzato da fattori talmente numerosi e spesso incontrollabili da renderlo notevolmente diverso tra le valvole di una stessa serie e di uno stesso tipo.

Valvola	Resistenza equivalente di fruscio (ohm)
6K7 G e GT	12 000
6NK7 GT	5 000
6RV	5 000
6R	5 000
6TE8 GT (sezione esodo)	25 000

Si osservi che la elevata resistenza di fruscio della 6TE8 GT non deve meravigliare, perchè è noto dalla teoria e dalla pratica che le valvole convertitrici hanno un fruscio interno molto più elevato di quello delle valvole amplificatrici .In generale il fruscio interno diminuisce riducendo la corrente di schermo.

Qualora possa interessare, i laboratori FIVRE sono ormai attrezzati per eseguire altre misure di resistenza di fruscio su qualsiasi tipo di valvola e quindi si tengono a disposizione dei Clienti per altre misure che essi volessero eventualmente richiedere.

2. - Funzionamento di alcuni tipi di valvole con tensione anodica ridottissima.

Coloro che, esaminando le ultime novità della produzione americana nel campo delle valvole riceventi, hanno notato la nuova serie funzionante con soli 26,5

volt anodici, saranno senza dubbio rimasti ammirati dalle brillanti caratteristiche che le nuove valvole hanno nonostante il bassissimo valore della tensione anodica.

Si tratta infatti di una serie di 6 valvole nuove 12SW7 — 12SX7 — 12SY7 — 26A6 — 26A7 — 26D6 create per l'impiego su apparati per aeromobili le quali alla tensione anodica e di griglia schermo di 26,5 volt hanno valori di amplificazione ancora veramente notevoli.

La Fivre ha voluto, a titolo informativo, provare a far funzionare alcuni tra i suoi più comuni tipi di valvola a quella bassa tensione anodica. Ha così notato che la diminuzione di amplificazione rispetto a quella ottenuta con tensione anodica normale è limitata, tanto che l'amplificazione effettivamente ottenuta con tali tensioni risulta dello stesso ordine di quella segnalata per le nuove valvole americane.

Poichè questi risultati ci sono sembrati assai interessanti riteniamo di fare cosa utile pubblicando i dati più importanti, cosí che chi volesse usare le valvole di produzione normale in tali condizioni eccezionali possa essere orientato sui risultati conseguibili.

Pentodo ad amplificazione variabile 12K7 GT

Tensione anodica	26,5	V
Tensione di schermo (g_2)	26,5	V
Tensione del soppressore (g_3)	0	V
Tensione di griglia	0	V
Resistenza di griglia	2	MΩ
Corrente anodica	1,4	mA
Corrente di schermo	0,35	mA
Transconduttanza (G_m)	900	μA/V
V_{g1} per G_m = 10 μA/V	- 10	V

Pentodo amplificatore 12J7 GT

a) - Come pentodo amplificatore in classe A_1

Tensione anodica	26,5	V
Tensione di schermo (g_2)	26,5	V
Tensione del soppressore (g_3)	0	V
Tensione di griglia (g_1)	0	V
Resistenza di griglia	2	MΩ
Corrente anodica	0,8	mA
Corrente di schermo	0,2	mA
Transconduttanza	1000	μA/V

b) - Come triodo (G_2-G_3 collegate all'anodo) Amplificatore in classe A_1

Tensione anodica	26,5	V
Tensione di griglia	0	V
Resistenza di griglia	50	kΩ
Corrente anodica	1,5	mA
Transconduttanza	1300	μA/V

Pentodo ad amplificazione variabile 12NK7 GT

Tensione anodica	26,5	V
Tensione di schermo (g_2)	26,5	V
Tensione del soppressore (g_3)	0	V
Tensione di griglia (g_1)	0	V
Resistenza di griglia	2	MΩ
Corrente anodica	1	mA
Corrente di schermo	0,3	mA
Transconduttanza (G_m)	1375	μA/V
Vg_1 per G_m 14 μA/V	- 5	V

Pentagriglia convertitrice 12EA7 GT

Tensione anodica	26,5	V
Tensione di schermo (g_{2-4})	26,5	V
Tensione di griglia (g_3)	0	V
Tensione del soppressore (g_5)	0	V
Resistenza di griglia oscillatore (g_1)	20	kΩ
Corrente di griglia oscillatore	100	μA
Corrente anodica	0,7	mA
Corrente di schermo	1,4	mA
Transconduttanza di conversione	220	μA/V

N. B. - La conduttanza mutua tra la griglia 1 e la griglia 2-4 collegata con la placca (sezione oscillatrice) per $V_a = V_{g2\text{-}4} = 26{,}5$ volt e $V_{g1} = V_{g3} = V_{g5} = 0$ è di 2300 μA/V.

3. - Valvola 6 SL 7 - GT.

E' un doppio triodo ad alta amplificazione con catodi separati.

La veste è quella normale GT (bulbo B 031, zoccolo octal GT); ingombro come in figura 1; connessioni come in figura 2.

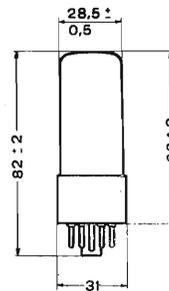
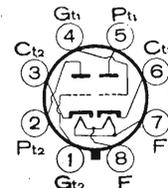



Fig. 1 Fig. 2

Caratteristiche e dati di funzionamento.

Accensione

Tensione di accensione (c. c. o c. a.)	6,3	V
Corrente di accensione	0,3	A

Capacità interelettrodiche (con schermo esterno aderente al bulbo e connesso a massa)

Triodo 1

Griglia - anodo	2,85	pF
Griglia - catodo	2,5	pF
Anodo - catodo	0,7	pF
Griglia - filamento	0,2	pF

Triodo 2

Griglia - anodo	2,9	pF
Griglia - catodo	2,15	pF
Anodo - catodo	0,7	pF
Griglia - filamento	0,55	pF
Griglia triodo 1 - griglia triodo 2	0,2	pF
Anodo triodo 1 - anodo triodo 2	0,4	pF
Griglia triodo 2 - anodo triodo 1	0,12	pF
Griglia triodo 1 - anodo triodo 2	0,2	pF

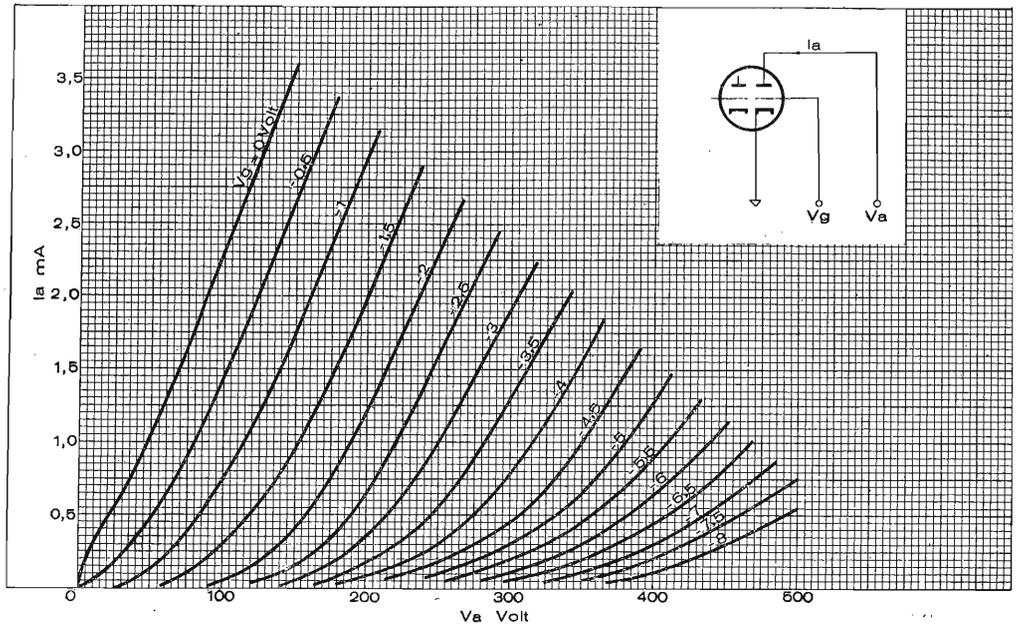



Fig- 3 - Caratteristiche anodiche

Limiti massimi di funzionamento

Massima tensione anodica	250	V

Condizioni normali di funzionamento (per ogni triodo)

Tensione anodica	250	V
Tensione di griglia	-2	V
Corrente anodica	2,3	mA
Resistenza interna	44	kΩ
Transconduttanza	1600	μA/V
Coefficiente di amplificazione	70	V/V

Note

Con la 6 SL 7 - GT si realizza nel modo migliore uno stadio amplificatore di bassa frequenza (triodo 1) accoppiato con un invertitore di fase (triodo 2).

L'alto coefficiente di amplificazione di ciascun triodo permette di raggiungere un'amplificazione superiore a 40 per stadio.

Sono da notare tra i pregi di questa valvola il basso consumo di accensione, il piccolo ingombro, e la realizzazione con tutte le uscite nello zoccolo.

Dati relativi al funzionamento come amplificatore a resistenza e come invertitore di fase sono riuniti nelle tabelle I e II.

Tab. I - Un triodo 6 S L 7 - GT come amplificatore a resistenza (fig. 4)

R_a	250	100	250	100	kΩ
R_{g1}	1	1	10	10	MΩ
R_{g2}	0,5	0,25	0,5	0,25	MΩ
R_c	3000	1500	0	0	Ω
C_c	10	10	—	—	μF
C	0,01	0,025	0,01	0,025	μF
V_u (1)	38	31	35	29	V
A (2)	48	45	67	51	

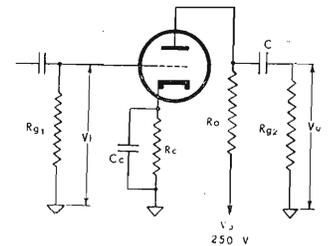



Fig. 4 - Amplificatore a resistenza (Tab. I)

Tab. II - Un triodo 6 S L 7 - GT amplificatore di B. F. e l'altro invertitore di fase (Fig. 5)

R_2 (kΩ)	R_3 (kΩ)	R_4 (Ω)	R_5 (MΩ)	R_6 (kΩ)
250	125	3000	0,5	250
100	50	1000	0,25	125

C_1 (μF)	C_2 (μF)	V_u (V) (1)	A (2)
0,01	0,025	23	64
0,025	0.05	21	60

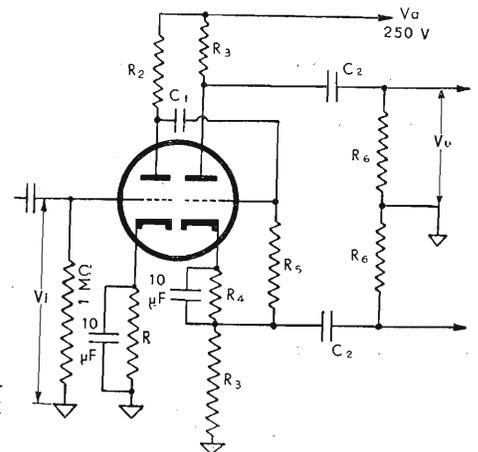



Fig. 5 - Amplificatore e invertitore di fase (Tab. II).

(1) Valore efficace della tensione di uscita alla soglia della corrente di griglia (I_g = 0,5 μA)

(2) Per V_u = 5 volt.

4. - Sostituzione della 6B4 G con la 2A3.

Ci sono state rivolte domande circa la possibilità di sostituire, in caso di guasto, le valvole 6B4 G, di fabbricazione estera, che sono montate su alcuni ricevitori anche italiani, con tipi corrispondenti di nostra fabbricazione e quindi reperibili sul mercato.

La valvola 6B4 G è strutturalmente e funzionalmente identica alla nostra 2A3, tranne il filamento e lo zoccolo per cui esistono le seguenti differenze:

6B4 G — filamento 6,3 V - 1 A - zoccolo octal
2A3 — filamento 2,5 V - 2,5 A - zoccolo a 4 piedini.

Pertanto è sempre possibile, con lievi varianti al ricevitore, sostituire la 6B4 G con la 2A3 Fivre.

Per il portavalvole è ovvio che è sufficiente la sostituzione di quello octal esistente con quello a 4 piedini. Per il circuito di accensione si presentano invece varie soluzioni:

1ª *soluzione*: — Ridurre la tensione di accensione da 6,3 volt a 2,5 volt con resistenze di caduta secondo lo schema di figura 6*a*.

Le due resistenze da 0,75 ohm possono essere costruite facilmente con filo di nichel-cromo del diametro di 0,6 ÷ 0,7 mm. Occorre, per poter applicare questa soluzione, che il trasformatore di alimentazione sia in grado di sopportare l'aumento di corrente sul secondario di accensione, aumento che é di 1,5 ampere.

Il tecnico potrà accertarsi di questa attitudine sia misurando il diametro del filo del secondario di accensione, sia con una prova pratica di riscaldamento del trasformatore.

2ª *soluzione* — Montare sul radioricevitore un piccolo autotrasformatore derivato sul secondario di accensione delle 6B4 G a 6,3 volt. Con questa soluzione si elimina l'inconveniente di sovraccaricare il trasformatore di alimentazione. Per contro si deve provvedere alla costruzione dell'autotrasformatore che però risulta di piccole potenza e dimensioni, e quindi di costo limitato. Lo schema in tale caso è illustrato in figura 6*b*.

L'autotrasformatore può essere costruito con i seguenti dati:

— sezione lorda nucleo cm² 3;
— avvolgimento con filo del diametro di 0,8 mm smaltato con il numero di spire indicato nella medesima figura 6*b*.

3ª *soluzione* — Aggiunta di un secondario sul trasformatore di alimentazione. Soluzione ottima se il trasformatore permette l'aggiunta delle poche spire necessarie per avere i 2,5 volt. In caso affermativo consigliamo questa soluzione e facciamo presente che occorre adoperare per questo avvolgimento filo del diametro di almeno 0,9 mm smaltato. Occorre anche predisporre in parallelo al nuovo secondario una resistenza di una ventina di ohm con presa centrale collegata con il centro elettrico dell'avvolgimento a 6,3 volt che alimenta le 6B4 G (centro elettrico che può essere ricavato con presa sull'avvolgimento o con resistenza a presa centrale), come è indicato in figura 6*c*.

Questo collegamento è necessario per chiudere il circuito catodico della valvola.

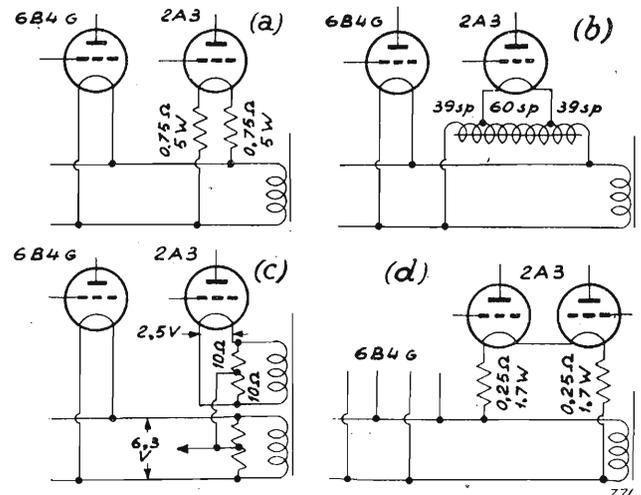



Fig. 6 - Schemi per la sostituzione della valvola 6B4 G con la 2A3.

4ª *soluzione* — Il cambio di due valvole 6B4 G con due valvole 2A3 con i filamenti in serie, presenta il vantaggio di non richiedere alcuna modifica eccettuato il cambio di due basette portavalvole e l'aggiunta di due resistenze da 0,25 ohm - 1,7 watt che possono essere costruite col filo di nichel-cromo della prima soluzione. Questa soluzione può venire realizzata secondo lo schema di figura 6*d*.

Il maggior carico per il trasformatore di alimentazione, che in questo caso è di 0,5 ampere (3,15 watt), è senz'altro sopportato poichè le 6B4 G sono impiegate su amplificatori o su ricevitori aventi il trasformatore di potenza maggiore di quelli in uso sui correnti ricevitori a 5 valvole.

NOTA: Negli schemi sopra pubblicati le valvole 2A3 hanno il circuito di accensione in posizione simmetrica rispetto al secondario a 6,3 volt del trasformatore per non spostare il ritorno di griglia dal centro elettrico del circuito di filamento e non dar luogo a ronzio nell'altoparlante.

5. - Informazione tecnica n. 9.

E' uscita l'Informazione tecnica n° 9 contenente i dati di funzionamento e di impiego del tetrodo amplificatore di potenza a radio frequenza a fascio tipo 807. Si tratta, come è noto, di una valvola già da tempo in commercio, la quale viene usata negli amplificatori di potenza di piccoli trasmettitori e nei primi stadi ad alta frequenza di trasmettitori di non piccola potenza. Il suo uso è quindi sempre attuale, così da giustificare anche oggi una dettagliata descrizione del suo funzionamento, corredata da informazioni e notizie sulla sua installazione e sui principali circuiti in cui essa può venire utilmente impiegata.

Il fascicolo corredato da numerose illustrazioni con schemi di circuiti sarà inviato agli interessati che ne facciano richiesta alla FIVRE - Ufficio pubblicazioni tecniche - Via Filzi, 1 - Pavia.

Ufficio Pubblicazioni Tecniche
FIVRE - PAVIA

RIVELATORE A SUPERREAZIONE ATTUATO CON TUBI A TRANSCONDUTTANZA NEGATIVA (*)

dott. ing. FRANCO BURLANDO
della Soc. Naz. Officine Savigliano

SOMMARIO. — Si mettono in rilievo le caratteristiche essenziali dei ricevitori a superreazione con rivelazione per caratteristica di griglia attuati con tubi a transconduttanza differenziale negativa a campo frenante i quali, com'è noto, presentano una caratteristica del tipo ad N.
In particolare, si esaminano l'influenza della forma d'onda della tensione d'interruzione, le possibilità di sincronizzazione, il valore dell'amplificazione, della sensibilità e della distorsione, l'azione della regolazione automatica di sensibilità ed infine le relazioni esistenti tra tensione di uscita e profondità di modulazione della portante.

Introduzione.

Da quando nel 1922 Armstrong introdusse l'uso dei ricevitori a superreazione con rivelazione per caratteristica di griglia, l'elevata sensibilità e il piccolo ingombro di tali ricevitori nei confronti con i tipi normali non valsero ad imporne una più vasta diffusione industriale a causa di alcuni svantaggi che si presentarono, il più importante dei quali è il più forte rumore di fondo dovuto all'estinzione delle correnti nel tubo oscillatore. Come è noto infatti, il rivelatore a superreazione è un autooscillatore che viene periodicamente estinto mediante una tensione a frequenza ultraacustica (in genere dell'ordine di 20 kHz), detta di interruzione.

Compito della presente nota è quello di descrivere i risultati teorici e pratici ottenuti con circuiti a superreazione funzionanti con tubi a resistenza negativa e con tensioni di interruzione diverse dalla sinusoidale. Il sistema di ricezione proposto riesce a ridurre i principali difetti propri dei ricevitori a superreazione, conseguendo al tempo stesso caratteristiche favorevoli di selettività, sensibilità, sicurezza di funzionamento e stabilità di sintonia anche per forti escursioni della tensione di alimentazione.

Generazione di oscillazioni mediante resistenze differenziali negative.

Buona stabilità di frequenza e di forma d'onda, elevata costanza nel tempo si ottengono generando le oscillazioni di interruzione, di tipo ordinario o di rilasciamento, e le oscillazioni locali di reazione a mezzo di bipoli a resistenza differenziale negativa di tipo N [1].

Riferendoci al circuito di figura 1 in cui R_n è la resistenza negativa di tipo N, si può dimostrare [2] che le condizioni per le quali le oscillazioni possono innescarsi e mantenersi sono:

[1] $\left| R_n \right| > R$; [2] $\left| R_n \right| > R_d = \frac{L}{CR}$

essendo R_d la *resistenza dinamica* del circuito oscillatorio.

Affinchè la prima condizione possa essere soddisfatta è necessario che il punto di incontro tra la retta della resistenza R e la caratteristica del bipolo sia unico e situato nel tratto a pendenza negativa, interna-

(*) Pervenuto alla Redazione il 21 - XII - 1946: restituito in seconda stesura il 15 - II - 1947 ed in terza il 5 - IV - 1947.

(1) N. CARRARA: *Saggio di trattazione sistematica dei bipoli con resistenza differenziale negativa.* «Alta Frequenza», VIII, 1939, p. 683.
A. PINCIROLI: *Resistenze differenziali negative tarate.* «Alta Frequenza», X, 1941, p. 644.

(2) In assenza di segnale il circuito a superreazione può essere assimilato ad un bipolo N equivalente ad una *resistenza negativa* R_n alimentante un circuito oscillatorio a risonanza di tensione (fig. 1). Per il circuito riportato è possibile scrivere il sistema di equazioni differenziali:

$$\begin{cases} i = i_1 + i_2 \\ v = -\left(Ri + L\frac{di}{dt}\right) = -R_n\, i_2 \\ i_1 = C\frac{dv}{dt} \end{cases}$$

Eliminando v, i_1 ed i_2 si ha:

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \left(\frac{R}{L} - \frac{1}{CR_n}\right)\frac{di}{dt} + \left(\frac{1}{LC} - \frac{R}{LCR_n}\right) i = 0$$

L'integrale generale di questa equazione è dato da:

$$i = A\,e^{k_1 t} + B\,e^{k_2 t}$$

dove A e B sono costanti e

$$\left.\begin{matrix} k_1 \\ k_2 \end{matrix}\right\} = -\frac{1}{2}\left(\frac{R}{L} - \frac{1}{CR_n}\right) \pm \frac{1}{2}\sqrt{\Delta}$$

ove:

$$\Delta = \left(\frac{R}{L} - \frac{1}{CR_n}\right)^2 - 4\left(\frac{1}{LC} - \frac{R}{LCR_n}\right)$$

Le condizioni, per le quali possono innescarsi e mantenersi le oscillazioni nel circuito (instabilità complessa o reale) sono:

$$\frac{1}{LC} > \frac{R}{LCR_n} \quad \text{cioè} \quad R < \left| R_n \right|$$

$$\frac{R}{L} < \frac{1}{CR_n} \quad \text{cioè} \quad \frac{L}{CR} > \left| R_n \right| \quad \text{od anche} \quad R_d > \left| R_n \right|$$

che coincidono con le [1] e [2] del testo.
Per $\Delta > 0$ i paramenti k_1 e k_2 sono numeri reali; le oscillazioni sono di rilasciamento. Per $\Delta < 0$, condizione che equivale alla $R < \sqrt{L/C}$ i parametri k_1 e k_2 sono numeri complessi coniugati e le oscillazioni sono del tipo armonico.

Fig. 1 Fig. 2

Fig. 1 - Circuito oscillatorio a risonanza di tensione: può essere mantenuto in regime oscillatorio dalla resistenza negativa R_n — Fig. 2 - Caratteristica di una resistenza negativa del tipo N.

mente all'intorno HK (fig. 2) del punto di flesso P. Le oscillazioni sono di *rilasciamento* se $\Delta > 0$ (vedi nota 2) e sono invece *sinusoidali* se $\Delta < 0$. Nel primo caso la frequenza dipende in maniera rilevante dalle tensioni di alimentazione; nel secondo caso ne è indipendente. Converrebbe quindi adottare oscillazioni di questo secondo tipo (sinusoidali); altri motivi tuttavia, che esporremo in seguito, consigliano che le oscillazioni di interruzione siano di rilasciamento. Si fanno sinusoidali (complesse) soltanto quelle di reazione.

Influenza della tensione di interruzione.

Si esamina ora l'influenza della tensione di interruzione V_i sul circuito oscillatorio di entrata. La tensione di interruzione, sia essa sinusoidale o di rilasciamento, può agire variando le tensioni agli elettrodi dell'oscillatore, oppure la resistenza R del circuito oscillatorio di entrata.

Nel primo caso la tensione di interruzione deve essere tale da spostare il punto di funzionamento P del bipolo tipo N (fig. 2) in un punto P' situato su un tratto a pendenza positiva, entro un tempo $t = 2\pi/\omega_i$ (ω_i = pulsazione della tensione di interruzione).

Nel secondo caso invece l'interruzione delle oscillazioni a radiofrequenza viene ottenuta variando periodicamente la resistenza R del circuito oscillatorio: la retta R passante per P (fig. 2) oscilla intorno a questo punto con una frequenza pari a quella di interruzione f_i e con uno scostamento angolare funzione della tensione di interruzione V_i.

In ogni caso il bipolo passa, con una frequenza pari ad f_i, da uno stato di instabilità complessa (oscillazione armonica di ampiezza crescente) ad uno stato di stabilità che è complessa in un primo tempo (oscillazione armonica smorzata) e diviene reale (assenza di oscillazioni), in un tempo immediatamente successivo (3).

Poichè l'estinzione delle oscillazioni a radiofrequenza è in diretta relazione col rumore di fondo del ricevitore, e provoca notevole disturbo, occorre che il periodo corrispondente di stabilità complessa (oscillazione smorzata) sia il più breve possibile. Conviene invece che il periodo di innesco sia sufficientemente lungo, in modo che il circuito sia portato nelle condizioni di oscillazione il più dolcemente possibile; in tal maniera si rende più facile l'amplificazione del segnale di entrata durante il periodo immediatamente antecedente al punto in cui dovrebbe incominciare l'autooscillazione ossia il comando dell'autooscillazione da parte del segnale utile. Di conseguenza un innesco dolce fa crescere la sensibilità e la selettività del ricevitore.

In relazione con tali considerazioni si è rilevato che la forma d'onda più adatta per la tensione di interruzione è quella a denti di sega. La figura 3 rappresenta come si guadagna in selettività passando dalla forma d'onda rettangolare a quella sinusoidale e a quella a denti di sega. Le curve sono state ottenute sperimentalmente inserendo tra il punto A e la terra del circuito di figura 4 successivamente una tensione a denti di sega, rettangolare e sinusoidale.

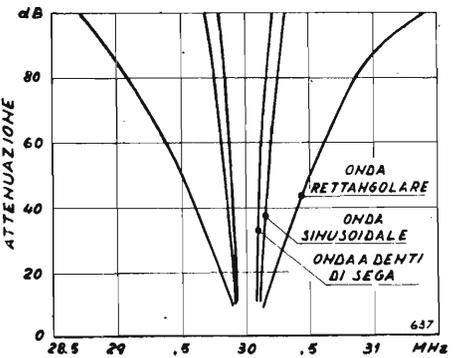



Fig. 3 - Curve di selettività del circuito di figura 4, ottenute sostituendo tra il punto A e la terra tensioni di interruzione rispettivamente a denti di sega, sinusoidali e rettangolari.

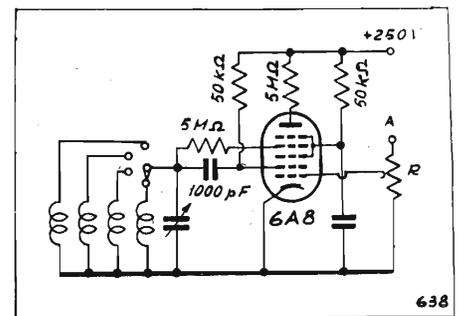



Fig. 4 - Sezione oscillatoria di un apparecchio a superreazione. (Sulla resistenza R va inserita la tensione di interruzione, alle induttanze va accoppiata l'antenna).

Lo schema di un semplice ricevitore a superrea-

(3) Durante lo stato iniziale di instabilità complessa ($|R_n| < L/CR$) la corrente oscillatoria ad alta frequenza segue la legge (nota 2):

$$i = K e^{\left(\frac{R}{L} - \frac{1}{CR_n}\right)\frac{t}{2}}$$

dove si ha K = costante e $\left(\frac{R}{L} - \frac{1}{CR_n}\right) < 0$ cioè la corrente è oscillatoria con ampiezza crescente esponenzialmente.

Il passaggio allo stato stabile si verifica quando si raggiunge la condizione: $|R_n| = L/CR$. In tale stato stabile ($\Delta < 0$) la corrente si estingue attraverso oscillazioni smorzate secondo la legge:

$$i = K e^{\left(\frac{R}{L} - \frac{1}{CR_n}\right)\frac{t}{2}}$$

dove $\left(\frac{R}{L} - \frac{1}{CR_n}\right) > 0$.

Nel successivo periodo di interruzione (quando il valore istantaneo della tensione di interruzione è divenuto negativo) si ha pure $\Delta > 0$ le radici k_1 e k_2 dell'equazione di nota (2) divengono negative e reali.

zione, con tensione di interruzione a denti di sega, che ha dato buoni risultati è indicato in figura 5.

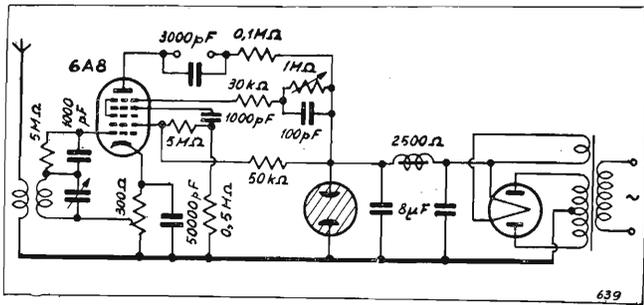



Fig. 5 - Circuito a superreazione con tensione di interruzione a denti di sega.

Sincronizzazione del ricevitore.

Sia gli oscillatori di rilasciamento, sia gli oscillatori ordinari (ad onda sinusoidale), e assai più facilmente i primi dei secondi, si lasciano « sincronizzare » con oscillazioni estranee, cioè possono essere vincolati ad un altro oscillatore, in modo da generare oscillazioni aventi frequenza che può scostarsi anche notevolmente dalla propria per assumere invece quella dell'altro. Lo scarto fra le due frequenze non deve superare determinati limiti, che definiscono l'intervallo di sincronizzazione dell'oscillatore. L'intervallo di sincronizzazione dipende, negli oscillatori di rilasciamento, dall'ampiezza della tensione sincronizzante e cresce con essa: aumenta quando la resistenza R in serie all'induttanza di figura 1 si avvicina alla resistenza negativa R_n dell'oscillatore. Negli oscillatori sinusoidali invece l'intervallo di sincronizzazione aumenta col crescere del rapporto V_s/V tra le ampiezze della tensione sincronizzante e di quella sincronizzata, e col diminuire del coefficiente di risonanza del circuito. Quando la sincronizzazione viene ottenuta con oscillazioni estranee la cui frequenza sia prossima ad un multiplo intero della frequenza propria del circuito ricevente si ottiene la demoltiplicazione di frequenza. Il rapporto, intero, tra la frequenza estranea e la frequenza propria dell'oscillatore costituisce l'ordine di demoltiplicazione. È stato dimostrato [4] che negli oscillatori di rilasciamento quando cresce l'ordine di demoltiplicazione si restringe l'intervallo di sincronizzazione; nel caso degli oscillatori sinusoidali invece la demoltiplicazione di qualsiasi ordine è tanto più facile a conseguirsi quanto più ridotto risulta l'angolo di circolazione anodica dell'oscillatore.

Il ricevitore a superreazione è pertanto un oscillatore, il cui funzionamento è reso periodico da una tensione di interruzione a frequenza ultraacustica; le oscillazioni proprie del circuito del ricevitore, siano esse sinusoidali o di rilasciamento, vengono sincronizzate dal segnale esterno ricevuto attraverso l'antenna; questo segnale comanda altresì il valore medio dell'ampiezza delle tensioni generate che risulta così funzione dell'ampiezza (variabile con ritmo acustico) del segnale ricevuto.

In realtà le oscillazioni proprie del ricevitore non sono continue, ma intermittenti, se la tensione di interruzione è sufficientemente ampia per interromperle; sono invece oscillazioni modulate, se la tensione di interruzione non possiede un'ampiezza adatta. Inoltre il segnale sincronizzante d'antenna è quasi sempre modulato.

Il fenomeno della sincronizzazione risulta alquanto complicato, per cui risulta utile ricorrere all'esperienza, in modo da poter riassumere il comportamento del ricevitore in corrispondenza dei seguenti casi:

1) MANCA LA TENSIONE DI INTERRUZIONE. In tali condizioni il circuito oscilla su una frequenza prossima a quella propria. Il segnale esterno, di frequenza f_s agisce da tensione sincronizzante per cui la frequenza generata sta in un rapporto semplice con f_s. Se V_s è modulato da una frequenza f_m qualsiasi, la sincronizzazione è possibile su tre valori diversi di frequenza: f_s, $f_s + f_m$, $f_s - f_m$.

2) LA TENSIONE DI INTERRUZIONE NON RAGGIUNGE UN VALORE SUFFICIENTE ad interrompere le oscillazioni di alta frequenza (ricevitore in stato di modulazione). Esiste un notevole numero di punti di sincronizzazione, tanto se il segnale V_s è modulato quanto se non lo è.

3) LA TENSIONE DI INTERRUZIONE HA IL VALORE SUFFICIENTE per spegnere periodicamente le oscillazioni ad alta frequenza. I punti di sincronizzazione diminuiscono rispetto al caso precedente quindi la sintonia è più acuta, cioè il ricevitore guadagna in selettività.

Sperimentalmente i punti di sincronizzazione coincidono con diminuzioni della corrente di anodo rilevabili con un milliamperometro.

Riduzione dei disturbi e del rumore di fondo.

Nelle condizioni di funzionamento normale il rivelatore a superreazione riduce notevolmente i rumori impulsivi in virtù della mancata risposta del rivelatore durante il periodo di interruzione; una forma tipica di radio impulsi è quella prodotta dai sistemi di accensione dei motori a scoppio. Siccome la periodicità di tale disturbo non ha molto a che vedere con la frequenza di interruzione [5], il rapporto « segnale/disturbo », messo in confronto con quello di un ricevitore normale senza reazione riceve un aumento che, in decibel è dato da:

$$20 \log_{10} \frac{1}{2 f_i (\vartheta + \tau)} . \qquad [3]$$

La relazione risulta evidente se si osserva che il rapporto fra il numero di impulsi disturbatori che si

(4) N. CARRARA: *Sincronizzazione e demoltiplicazione di frequenza.* «Alta Frequenza» XIV, 1945, p. 134.

(5) H.O. ROOSENSTEIN: *Ueber fadingarme Demodulation und ihr Auftreten beim Superreyenerativempfang.* «Hochfrequenztechnik und Elektroakustik», XLII, 1933, p. 85.

manifesta in un periodo di interruzione (pari a $T_i = 1/f_i$) e il numero di impulsi disturbatori che mediamente cadono durante la frazione ϑ del periodo T_i in cui il ricevitore è sensibile è appunto dato da:

$$\frac{T_i}{2\vartheta + 2\tau} = \frac{1}{2f_i\,(\vartheta + \tau)}$$

dove τ è la durata media degli impulsi disturbatori.

Nelle condizioni di funzionamento, cioè in presenza di segnale, anche il rumore di fondo risulta molto più ridotto di quello che si ha quando non si ricevano segnali esterni. La riduzione del rumore è spiegabile quando si pensi che il rumore di fondo è dovuto alle forze elettromotrici causate da irregolare emissione catodica, agitazione termica, transitorio di chiusura ecc. le quali danno inizio alle oscillazioni libere che risultano così irregolari. Invece in presenza di segnale esterno, il tempo impiegato dalle oscillazioni per raggiungere la condizione di equilibrio diminuisce col logaritmo dell'intensità del segnale di entrata come si vedrà. Diminuendo il rumore di fondo aumenta il rapporto « segnale/disturbo », cioè la sensibilità dell'apparecchio. La riduzione del rumore di fondo può esser misurata dal valore che si deve assegnare ad un segnale di ingresso non modulato perchè detta riduzione risulti di 14 dB. Dall'entità del rumore di fondo si può anche dedurre la sensibilità dell'apparecchio [6]; in tal caso si valuta di quanto occorre portare fuori di sintonia in aumento o in diminuzione il segnale di ingresso, moltiplicato per 100, onde ottenere la stessa riduzione del fruscio ottenuto in sintonia con il segnale di ingresso definito più sopra.

Amplificazione del ricevitore.

Quando il circuito viene posto nelle condizioni di autooscillazione è sempre necessaria una forza elettromotrice iniziale, sia pure dovuta ai fenomeni transitori di chiusura dei circuiti di alimentazione, per produrre l'innesco delle oscillazioni; l'aumento delle stesse avviene poi secondo una legge esponenziale fino a raggiungere, dopo un certo tempo, una condizione di equilibrio determinata dallo scambio di energia tra il tubo elettronico e il circuito oscillatorio.

Teoricamente le ampiezze V delle tensioni oscillatorie causate da una tensione di disturbo V_r crescono secondo la legge:

[4] $$V = V_r\, e^{at};$$

in presenza del segnale V_s si ha invece:

[5] $$V = (V_r + V_s)\, e^{at}.$$

L'impulso utile della « tensione-segnale » [7], che si verifica durante il periodo in cui è positiva la tensione di interruzione, risulta proporzionale al valor medio della tensione di griglia.

L'impulso della tensione V_s può venir rappresentato, con buona approssimazione, dall'area tratteggiata compresa tra le due curve con andamento esponenziale rappresentanti la legge di innesco delle oscillazioni in presenza e in assenza di segnale (fig. 6). La

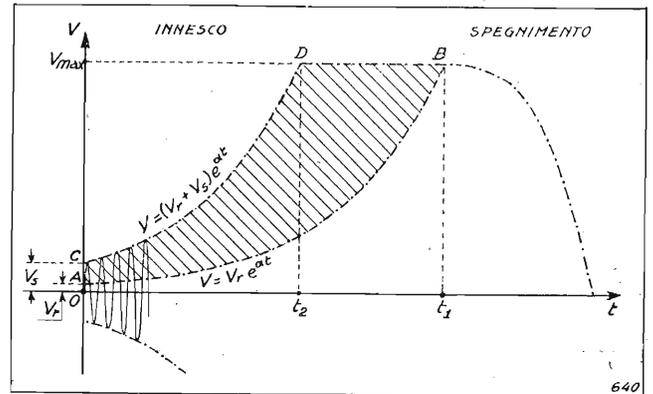



Fig. 6 - Inviluppo delle oscillazioni a radiofrequenza in presenza e in assenza di segnale di antenna.

parte decrescente della curva inviluppo indica la legge di spegnimento delle oscillazioni ad alta frequenza: attenuazione la quale dipende non solo dal coefficiente di risonanza del circuito accordato di entrata, ma anche dalla frequenza e dalla forma d'onda della tensione di interruzione.

Com'è noto [8], l'ampiezza della corrente oscillatoria è indipendente dall'intensità del segnale di entrata. Il valor medio della tensione di uscita V_u è proporzionale all'area tratteggiata $ACDB$ di figura 6 [9] e al numero di aree percorse in ogni secondo ossia alla frequenza di interruzione.

Di conseguenza si può scrivere:

[6] $$V_u = \frac{Kf_i}{a}\left(V_{max} \log_e \frac{V_r + V_s}{V_r} - V_s\right)$$

dove K = costante e V_{max} = massima tensione di oscillazione.

La formula sopra scritta vale per valori di f_i inferiori ad un limite critico, determinabile sperimentalmente e dipendente dalle caratteristiche del ricevitore e dalla tensione V_i di interruzione, oltre il quale la amplificazione anzichè crescere diminuisce, come risulta dai rilievi sperimentali riportati nel grafico di figura 7.

---

(6) G. Latmiral: *La superreazione*. «Alta Frequenza», XV, 1946, p. 148.

(7) Viene chiamato «impulso di tensione» il prodotto di una tensione per un tempo.

(8) H. Ataka: *On Superregeneration of Ultra-short-wave Receiver.* «Proc. I.R.E.» XXIII, 1945, p. 841.

(9) Il valore dell'area $ACDB$ è dato da:

$$\text{area } ACDB = (V_r + V_s)\int_0^{t_2} e^{at}dt + V_{max}(t_1 - t_2) - V_r\int_0^{t_1} e^{at}dt = \frac{1}{a}\left(V_{max}\log_e\frac{V_r + V_s}{V_r} - V_s\right).$$

I limiti superiori di integrazione t_1 e t_2 sono gli istanti in cui cessano di crescere in ampiezza le oscillazioni innescate rispettivamente dalla tensione disturbo V_r e dalla tensione del disturbo più la tensione del segnale $V_r + V_s$.

Fig. 7 - Rilievo sperimentale dell' amplificazione del ricevitore a superreazione, in funzione della frequenza della tensione di interruzione V_i, per diversi valori di quest'ultima.

Il limite di validità della [6] è dovuto all'approssimazione ammessa nel tracciare l'andamento dell'aumento delle oscillazioni in figura 6. Assai prima di raggiungere la massima ampiezza, la legge esponenziale secondo cui le oscillazioni crescono viene abbandonata e l'aumento diviene progressivamente più lento. Ciò si manifesta principalmente per effetto della corrente che percorre il circuito di griglia, a spese della potenza oscillatoria anodica. Infatti la polarizzazione negativa della stessa griglia (essendo ottenuta automaticamente) non è sufficiente per equilibrare l'ampiezza positiva delle oscillazioni.

Rivelazione per caratteristica di griglia.

Per effetto delle tensioni oscillatorie che si manifestano nel circuito di griglia si genera una tensione continua V_{0g} di polarizzazione dipendente anche dalla costante di tempo RC del filtro di griglia. Nei circuiti riportati in figura 4 e figura 5 detta costante è di 5 ms. La variazione della transconduttanza in funzione del tempo assume un andamento approssimativamente triangolare (fig. 8); l'altezza del triangolo rappresenta la conduttanza massima che si

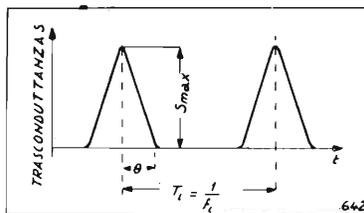



Fig. 8 - Andamento della transconduttanza S, in funzione del tempo.

ha in corrispondenza degli istanti in cui la tensione di oscillazione è massima; la larghezza del triangolo indica invece l'angolo 2ϑ di circolazione della corrente di griglia. Quest'angolo dipende dalla resistenza di fuga R e dalla caratteristica di griglia della valvola. Nell'ipotesi che la caratteristica di griglia sia rettilinea in regime statico si può indicare con Re (resistenza di entrata) l'inverso della sua pendenza.

Indicando con T il periodo delle tensioni radiotelegrafiche di ampiezza Vg (variabile con frequenza acustica secondo la modulazione), con $\omega = 2\pi/T$ la corrispondente pulsazione e con 2ϑ la durata (minore

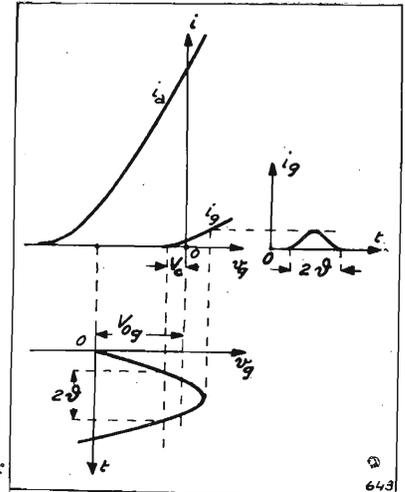



Fig. 9 - Rivelazione per caratteristica di griglia.

di un semiperiodo) dell'impulso della corrente di griglia (fig. 9) si ha:

[7] $$V_{0g} - V_c = V_g \cos \omega\, \vartheta .$$

Per ottenere una rivelazione lineare occorre che V_{0g} sia proporzionale a V_g cioè che $\cos \omega\vartheta$ sia costante al variare di V_g.

Uguagliando un impulso di corrente raccolto dalla griglia alla quantità di elettricità che circola in un periodo nella resistenza di fuga R si ottiene (10):

[8] $$\operatorname{tg} \omega\, \vartheta - \omega\, \vartheta = \pi \frac{R^e}{R} .$$

Ora per $R >> R_e$ si ottiene $\operatorname{tg} \omega\vartheta \cong \omega\vartheta$ ossia $\omega\vartheta$ molto piccolo quindi $\cos \omega\vartheta \cong 1$; perciò la [7] fornisce

[7¹] $$V_{0g} \cong V_g + V_c$$

cioè la rivelazione risulta lineare. Conviene quindi usare una resistenza di fuga molto grande col valore che deve essere assegnato alla costante RC (11).

D'altra parte ad un piccolo angolo di circolazione corrisponde un rapido spegnimento delle oscillazioni che, come s'è detto, è utile per ridurre il rumore di fondo.

---

(10) Un impulso di corrente di griglia è dato da (fig. 9)

$$\int_{-\vartheta}^{\vartheta} \frac{V_g \cos \omega t - (V_{0g} - V_c)}{R_e}\, dt = 2 \frac{V_g}{\omega R_e} \operatorname{sen} \omega\vartheta - 2 \frac{V_{0g} - V_c}{R_e}\, \vartheta .$$

La quantità di elettricità che circola nella resistenza di fuga R in un periodo è:

$$\frac{V_{0g}}{R}\, T = \frac{2\pi}{\omega} \frac{V_{0g}}{R} .$$

Uguagliando e moltiplicando per $\omega/2$ si ha:

$$\frac{V_g}{R_e} \operatorname{sen} \omega\vartheta - \frac{V_{0g} - V_c}{R_e} \cdot \omega\vartheta = \frac{\pi\, V_{0g}}{R} .$$

Trascurando V_c di fronte a V_{0g} e tenendo conto della [7] cioè scrivendo $V_{0g} = V_g \cos \omega\vartheta$ si ha:

$$\frac{V_g}{R_e} \operatorname{sen} \omega\vartheta - \frac{V_g}{R_e}\, \omega\vartheta \cos \omega\vartheta = \pi \frac{V_g}{R} \cos \omega\vartheta$$

da cui moltiplicando per $R_e / (V_g \cos \omega\vartheta)$ si ottiene la [8].

(11) Si veda anche: J. A. Kirk: *Super-regenerative 2-meter receiver.* «Radio News», XXXVI, n. 4, p. 30 (recensione in «Elettronica», II, 1947, p. 70).

Regolazione automatica di sensibilità ed effetto della profondità di modulazione.

In diretta relazione con la costante di tempo del circuito di griglia si trova l'azione di regolazione automatica di sensibilità; infatti la tensione che si crea ai capi di R è variabile con l'ampiezza del segnale di ingresso provocando di conseguenza spostamenti del punto di lavoro sulla caratteristica da valori di forte pendenza per esigui valori del segnale di ingresso a valori di tenue pendenza per forti tensioni di segnale. In altre parole, la conduttanza del tubo varia inversamente con l'ampiezza del segnale di ingresso.

Ciò risulta anche dalla [6] dalla quale, trascurando il secondo termine entro parentesi, ed essendo $V_s = V_0 (1 + m \cos \omega_m t)$ si ottiene:

[9]

$$V_u = \frac{K f_i \; V_{max}}{a} \log \left[1 + \frac{V_0 (1 + m \cos \omega_m t)}{V_r} \right] = \frac{K f_i \; V_{max}}{a} \left[\log V_0 + \log (1 + m \cos \omega_m t) - \log V_r \right]$$

da cui si ricava che il termine contenente la frequenza di modulazione f_m non dipende affatto dall'ampiezza del segnale, cioè la regolazione automatica di sensibilità risulta teoricamente perfetta.

Sviluppando in serie il termine $\log (1 + m \cos \omega_m t)$ si ottiene:

$$\log (1 + m \cos \omega_m t) = 2 \left[\frac{1}{m} \left(1 - \sqrt{1 - m^2} \right) \cos \omega_m t - \frac{1}{2 m^2} \left(1 - \sqrt{1 - m^2} \right)^2 \cos 2\omega_m t + \frac{1}{3 m^3} \left(1 - \sqrt{1 - m^2} \right)^3 \cos 3\omega_m t + \ldots \right] - \log \left[\frac{1}{m} \left(1 - \sqrt{1 - m^2} \right)^2 + 1 \right]$$

per cui la [9] diviene:

[10]

$$V_u = \frac{K f_i \; V_{max}}{a} \left\{ \log V_0 + 2 \left[\frac{1}{m} \left(1 - \sqrt{1 - m^2} \right) \cos \omega_m t - \frac{1}{1 m^2} \left(1 - \sqrt{1 - m^2} \right)^2 \cos 2 \omega_m t + \frac{1}{3 m^3} \left(1 - \sqrt{1 - m^2} \right)^3 \cos 3 \omega_m t + \ldots \right] - \log \left[\frac{1}{m} \left(1 - \sqrt{1 - m^2} \right)^2 + 1 \right] - \log V_r \right\}.$$

Se ne conclude che la tensione media di uscita V_u, e quindi la potenza acustica di uscita, dipendono, secondo la [10], dalla profondità di modulazione m e crescono con essa.

Assumendo come potenza unitaria di uscita quella relativa al grado di modulazione unitario, è possibile ricavare la legge di variazione percentuale della tensione media di uscita V_u con la profondità di modulazione m, come dalla tabella seguente:

m =	1	0,80	0,70	0,60	0,50	0,40	0,30
V_u =	100%	50%	40%	33%	27%	21%	15%

Il segnale sulla cuffia del ricevitore si affievolisce notevolmente se diminuisce il grado di modulazione della portante; è conveniente allora usare ricevitori a superreazione soltanto se la profondità di modulazione della portante è elevato. Non è opportuno d'altra parte che detta profondità di modulazione sia troppo elevata per le ragioni che esporremo qui appresso.

Distorsione di non linearità.

L'espressione [10] mostra che, malgrado il segnale d'ingresso V_s sia modulato sinusoidalmente, la tensione di uscita contiene componenti a frequenza diversa e multipla di quella di modulazione, si manifesta cioè distorsione di non linearità.

La distorsione totale è generalmente definita dalla radice quadrata del rapporto fra i quadrati delle componenti armoniche e il quadrato della componente fondamentale. La sua espressione può essere facilmente ricavata dalla [10] e risulta:

[11]

$$d\% = \frac{1}{m} \left(1 - \sqrt{1 - m^2} \right) \times \sqrt{ \left(\frac{1}{2} \right)^2 + \left(\frac{1}{3} \right)^2 \left[\frac{1}{m} \left(1 - \sqrt{1 - m^2} \right) \right]^2 + \ldots } \; 100 \, .$$

Per $m = 1$, la distorsione percentuale è data da:

$$d\% = \sqrt{ \left(\frac{1}{2} \right)^2 + \left(\frac{1}{3} \right)^2 + \left(\frac{1}{4} \right)^2 + \ldots } \; 100 \, .$$

È facile dimostrare che la percentuale di armoniche $d\%$ diminuisce con il grado di modulazione m, come si rileva dalla tabella seguente:

m =	1	0,80	0,70	0,60	0,50	0,40	0,30	0,20
$d\%$ =	80%	64%	56%	48%	40%	32%	24%	16% .

Se ne conclude che, agli effetti della distorsione, non conviene che la profondità di modulazione sia superiore al 70% e neanche, come detto prima, minore del 70%, al fine di non attenuare troppo l'amplificazione.

EFFETTO DELLO SCHERMO SU UNA INDUTTANZA (*)

G. A. UGLIETTI

SOMMARIO. — Si presenta una tabella per il calcolo approssimato della diminuzione che l'induttanza di una bobina subisce quando la bobina medesima sia posta entro uno schermo, costituito di materiale di elevata conducibilità.

1. - Effetto dello schermo.

E' di somma importanza nel calcolo di trasformatori di frequenza intermedia (F. I.), o di bobine e trasformatori a radiofrequenza (R. F.) in genere, poter conoscere con sufficiente esattezza e speditezza l'entità dell'effetto prodotto da schermi metallici (1) sul valore dell'induttanza delle bobine in essi racchiuse a scopo schermante.

Lo schermo si comporta, sotto l'aspetto qualitativo del fenomeno, come una spira chiusa in corto circuito accoppiata alla bobina secondo un coefficiente k che, com'è noto, rappresenta il valore del rapporto:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_b \, L_s}} \qquad [1]$$

dove M è l'induttanza mutua tra bobina e schermo; L_b è l'induttanza della bobina senza schermo; L_s è l'induttanza propria dello schermo.

La presenza dello schermo equivale a modificare il valore d'impedenza della bobina e precisamente, come è constatabile mediante misurazioni dirette effettuate con e senza schermo, il valore dell'induttanza può rimanere invariato; può subire un incremento; può diminuire.

La prima condizione si può verificare in due casi: 1) quando lo schermo è costituito da materiale avente una permeabilità $\mu > 1$, nel qual caso l'aumento di L_b eguaglia l'effetto contrario dato dall'impedenza trasferita per accoppiamento $\omega^2 M^2 / Z_s^2$ (vedi oltre formula [3]); 2) quando lo schermo si trova in pratica così lascamente accoppiato alla bobina da non influire sensibilmente su di essa.

La seconda condizione - aumento di induttanza - si verifica quando l'aumento di L_b è preponderante (occorre che μ sia grande).

In pratica questi due casi si riscontrano raramente in quanto vengono generalmente adottati schermi metallici non magnetici. In questo caso lo schermo ha una resistenza piccola, l'impedenza ha quindi indole essenzialmente reattiva; la componente resistiva dell'impedenza trasferita per accoppiamento è di conseguenza limitata si ha quindi sempre un decremento del valore induttivo della bobina come risulta dalle seguenti espressioni:

a) la resistenza R_b della bobina aumenta al valore R_b':

$$R_b' = R_b + \frac{\omega^2 \, M^2}{R_s^2 + \omega^2 \, L_s^2} R_s ; \qquad [2]$$

b) l'induttanza L_b diminuisce al valore L_b':

$$L_b' = L_b - \frac{\omega^2 \, M^2}{R_s^2 + \omega^2 \, L_s^2} L_s ; \qquad [3]$$

c) di conseguenza anche il fattore di merito Q si riduce al valore Q':

$$Q' = \frac{\omega \, L_b'}{R_b'} . \qquad [4]$$

Si può dimostrare che le perdite introdotte dalla presenza dello schermo, e quindi la conseguente riduzione del fattore di merito nonchè del valore dell'induttanza della bobina, sono minori quanto maggiore è il rapporto tra i rispettivi diametri e minore la resistenza a R. F. dello schermo stesso. E' quindi di somma importanza usare schermi sufficientemente ampi in tutte le dimensioni e costituiti da metallo buon conduttore.

2. - Calcolo semplificato.

Le formule scritte risolvono il problema proposto ma sono di troppo complessa applicazione. L'inconveniente può tuttavia essere superato se si approfitta della circostanza precisata, per cui in pratica sono adoperati schermi con resistenza propria molto piccola e quindi trascurabile rispetto alla reattanza. Con tale approssimazione e con semplici passaggi analitici la formula [3] diviene:

$$L'_b = L_b \, (1 - k^2) . \qquad [5]$$

Gli elementi che si devono conoscere affinchè il calcolo sia fattibile sono l'induttanza della bobina con oppure senza schermo, e il coefficiente di accoppiamento k. Se per i valori induttivi della bobina non si presenta nessuna difficoltà in quanto sono sempre conosciuti in sede di progetto, non altrettanto può dirsi di k.

Tuttavia k è una funzione di condizioni geometriche ben precisabili e segnatamente dei rapporti tra i diametri della bobina e dello schermo (supposto quest'ultimo cilindrico), nonchè dell'altezza dell'avvolgimento della bobina. Applicando la formula di Gray-Grover si ha:

$$k = \frac{H \sqrt{D_b \, D_s}}{\sqrt{L_b \, L_s}} \qquad [6]$$

con H = fattore sperimentale funzione di D_b e D_s; D_b = diametro della bobina; D_s = diametro dello schermo.

Tenendo presente che L_b per frequenze non eccessivamente elevate è fortemente preponderante rispetto a L_s, si è compilata la tabella riportata, che, in funzione dei rapporti h/D_b (h è l'altezza della bobina), segnati orizzontal-

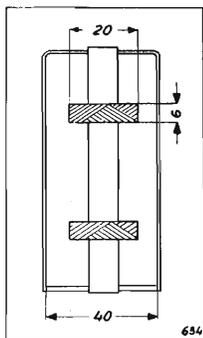
(*) Pervenuto alla Redazione il 21 - XI - 1946. Privi dell'indirizzo dell'Autore col quale non si è potuto comunicare, il lavoro è stato compilato ex novo dalla Redazione,

(1) Si precisa "metallici" in quanto sono possibili anche schermi d'altra natura.

mente in alto, e D_b/D_s (segnati verticalmente nella prima colonna di sinistra), fornisce immediatamente (nelle caselle centrali) i valori di k^2 da riportare nella formula [5].

La rispondenza dei valori così ottenuti è stata verificata sperimentalmente rilevandosi una concordanza più che sufficiente per i fini pratici.

3. - Esempio pratico.

Si abbia ad esempio un trasformatore di F. I. di dimensioni come da figura e si voglia calcolare l'induttanza che ha la bobina L_b quando si trova nello schermo pure visibile nella figura, in sezione.

Dalla figura si desume che l'altezza dell'avvolgimento della bobina è di 6 mm, e il diametro di 20 mm; mentre il diametro dello schermo è di 40 mm; possiamo quindi scrivere:

$$h = 6 \quad D_b = 20 \quad D_s = 40$$
$$h/D_b = 0{,}3 \quad D_b/D_s = 0{,}5\,.$$

Dalla tabella, in corrispondenza di tali valori, si trova 8,6 che è, in percento, il valore di k^2. Perciò, per effetto dello schermo il valore dell'induttanza della bobina diminuisce del 8,6 %.

Se lo schermo invece di essere a sezione circolare come nel caso in esempio, fosse a sezione quadrata, come spesso si riscontra in pratica, il valore di D_s da scegliere ai fini del calcolo è uguale al 115 % della lunghezza di un lato.

Per i valori non compresi nella tabella si procede ovviamente per interpolazione.

MANUALE ELETTRONICO

Allegato a:
"ELETTRONICA„
II, N. 5, Luglio 1947

COEFFICIENTI PERCENTUALI DI RIDUZIONE DELL' INDUTTANZA DI UNA BOBINA ENTRO SCHERMO CILINDRICO

(h = altezza bobina; D_b = diametro bobina; D_s = diametro schermo)

MM/1

621.392.1

h/D_b \ D_b/D_s	0,90	0,85	0,80	0,75	0,70	0,65	0,60	0,55	0,50	0,45	0,40	0,375	0,35	0,325	0,300	0,275	0,250	0,225	0,200
30	82	72	64	56	49,5	43	35	30	25	20	16	14	12	10,2	8,6	7,4	6,0	4,8	3,8
20	81,6	71,8	63,5	55,9	49	42,6	34,8	29,5	24,5	19,6	15,5	13,8	11,8	10	8,4	7,2	5,8	4,6	3,7
15	81,5	71,5	63	55,8	48,5	42,3	34,5	29	24	19,3	15,3	13,3	11,5	9,8	8,2	7,0	5,6	4,4	3,6
10	81,4	71,2	62,5	55,7	48	42	34	28,5	23,5	19	14,9	13	11	9,6	7,8	6,6	5,2	4,1	3,2
8	80,9	70,9	62	55	47,5	41,4	33,5	28	23	18,2	14,5	12,5	10,5	9,0	7,6	6,2	5,0	3,9	3,0
6	80,6	70,6	61	54,5	47	40,7	33	27	22,5	17,6	14	12	10	8,5	7,0	5,8	4,6	3,5	2,6
5	80,3	70,3	60,5	54	46	40	32,4	26,5	22	17	13,5	11,5	9,4	8,0	6,7	5,4	4,2	3,2	2,3
4	80	70	60	53	45	39	31,7	26	21	16,5	12,5	10,7	8,8	7,6	6,0	4,9	3,8	2,8	2,0
3	79	69,5	59	52	44	38	30	25	20	16	11,5	10	8,0	6,6	5,3	4,2	3,2	2,4	1,7
2,5	78,5	69	58,5	50	43	37	29	24	19	14,5	11	9	7,4	6,0	5,0	3,7	3,0	2,1	1,5
2,0	78	68	58	49	41	35	28	23	18	14	10	8	6,6	5,3	4,3	3,3	2,6	1,8	1,3
1,8	77,5	67	57	48	40	34	27	22	17	13,2	9,5	7,8	6,0	5,0	4,0	3,2	2,4	1,7	1,2
1,6	77	66	56	47	39	33	26	21	16	12,5	9	7,3	5,9	4,7	3,8	2,9	2,3	1,6	1,1
1,4	76	65	55	46	38	32	25	20	15	12	8,4	6,8	5,4	4,3	3,5	2,7	2,1	1,4	1,0
1,2	75	64	54	44	37	30	24	19	14	11	7,8	6,2	5,0	4	3,3	2,5	1,9	1,3	—
1,0	73	62	52	42	35	28	23	17	13	10	7	5,8	4,5	3,7	3,0	2,3	1,7	1,1	—
0,80	71	58	49	40	32	26	21	15,5	12	9,0	6,4	5,1	4,0	3,2	2,6	2	1,5	1,0	—
0,60	69	55	45	36	29	24	18	14	11	8,0	5,6	4,5	3,5	2,7	2,2	1,7	1,3	—	—
0,50	66	52	43	34	27	22	17	13	10	7,1	5,1	4,1	3,2	2,5	2,0	1,5	1,1	—	—
0,40	63	47	40	32	25	20	16	12	9,2	6,4	4,6	3,7	2,9	2,3	1,8	1,4	1,0	—	—
0,30	58	45	36	29	23	18	14	10,5	8,0	5,8	4,1	3,2	2,5	2,0	1,6	1,2	—	—	—
0,25	57	43	34	27	21	17	13	10	7,4	5,3	3,7	2,9	2,3	1,8	1,5	1,1	—	—	—
0,20	54	40	31	25	19	15,5	12	9	6,8	4,8	3,4	2,6	2,1	1,6	1,4	1,0	—	—	—
0,18	52	39	30	24	19	15	11,5	8,6	6,6	4,6	3,3	2,5	2	1,5	1,3	—	—	—	—
0,16	51	38	29	23	18	14	11	8,2	6,3	4,4	3,1	2,4	1,9	1,5	1,2	—	—	—	—
0,14	49	36	27	22	17	13,5	10,5	7,8	5,8	4,2	3,0	2,3	1,8	1,4	1,1	—	—	—	—
0,12	47	34	26	21	16	13	10	7,4	5,5	4,0	2,8	2,2	1,7	1,3	1,1	—	—	—	—
0,10	45	33	24	19	15	12	8,7	7,0	5,2	3,8	2,6	2,1	1,6	1,2	1,0	—	—	—	—

BI 270 A

L'ultimo prodotto della tecnica PHILIPS. Un grande apparecchio in dimensioni minime. Tutte le stazioni trasmittenti in forte e chiara ricezione, senza antenna.

PHILIPS

NOTIZIE BREVI

CELEBRAZIONE DEL CINQUANTENARIO DELLA RADIO ALLA FIERA DI MILANO

Il 26 giugno u.s., come annunciato, a chiusura delle manifestazioni indette in occasione del Cinquantenario della Radio, è stata degnamente celebrata la Giornata Marconiana alla Fiera di Milano.

La presenza della Marchesa Marconi, con i figli, e delle Autorità Governative, diede alla manifestazione quel tono che l'importanza della celebrazione richiedeva. Numerosi i rappresentanti esteri, fra i quali l'ambasciatore americano Dunn.

Il complesso delle manifestazioni celebrative è stato organizzato dal Comitato promotore per le onoranze a Marconi presso la Presidenza del Consiglio in unione con il Gruppo Costruttori Radio Italiani e con alcuni importanti fabbricanti esteri. In tale occasione non solo gli industriali radiotecnici, ma tutti gli industriali elettrotecnici, per onorare Guglielmo Marconi, hanno indetto, a iniziativa del loro Presidente Ing. Piero Anfossi, il convegno dell'elettrotecnica, al quale sono state invitate tutte le Autorità estere ed italiane convenute per le manifestazioni Marconiane.

Alle ore 10, nell'Auditorium della Ra.I. allestito nel recinto della Fiera, si è iniziata la celebrazione con un discorso introduttivo dell'On. Gasparotto presidente dell'Ente Fiera. Ha poi parlato l'ing. Anfossi che ha posto in risalto l'enorme valore della conquista della radio sia dal punto di vista tecnico sia da quello umano sociale, illustrando i progressi che in questo campo la scienza è riuscita ad ottenere in pochi decenni.

Ha preso quindi la parola il Ministro Cingolani, il quale partendo da un episodio di vita universitaria, ha rievocato con commosse parole la figura dell'uomo e dello scienziato. Il Marchese Giulio Marconi ha letto un messaggio di ringraziamento della famiglia Marconi per le celebrazioni che si sono svolte in Italia ed all'estero. Il figlio del marchese Luigi Solari, che fu per quarant'anni fedele ed affezionato collaboratore di Marconi e ne è stato il biografo, ha letto un messaggio di adesione e di rievocazione del padre.

Terminati i discorsi ufficiali, durante i quali funzionava un moderno impianto di ripresa televisiva, le autorità si sono recate in una apposita cabina per inaugurare il ponte radio Milano-Roma, attraverso il quale il Capo di Stato Maggiore dell'Aeronautica, gen. Aimone Cat ha trasmesso da Roma il suo messaggio inaugurale che è stato perfettamente sentito ed al quale ha risposto l'on. Cingolani.

In seguito autorità ed invitati si sono recati a visitare, sotto la guida tecnica del generale Savinio, la Mostra Marconiana e la Mostra del progresso della Radio ambedue allestite nel nuovo palazzo delle Nazioni.

TRASMISSIONE DI FREQUENZE CAMPIONE

Il servizio di trasmissione di frequenze campione effettuato dalla stazione Americana WWV per conto del National Bureau of Standard viene ora effettuato, oltre che sulle frequenze precedentemente trasmesse, su 4 nuove frequenze pari a 20, 25, 30 e 35 MHz. La precisione di frequenza è stata particolarmente curata e aumentata di 5 volte cosicchè essa ora raggiunge l'1 su 50 000 000.

Attualmente un totale di otto radio-frequenze sono irradiate su 2,5, 5, 10, 15, 20, 25, 30 o 35 MHz da sette o più stazioni trasmittenti in servizio continuativo giorno e notte.

I servizi effettuati dalle sopraddette stazioni sono:

1) - Emissione di radio-frequenze campione;

2) - Audio frequenze campione a 440 e 4000 Hz con grado di precisione di 1 su 50 000 000;

3) - Annuncio orario: la modulazione della portante ad audio-frequenza è interrotta ogni ora per l'annuncio dell'ora in codice Morse;

4) - Intervalli di tempo campione di durata esatta di 1, 4 e 5 minuti;

5) - Notizie di avvertimento sui disturbi alla radio propagazione.

Ogni annunzio viene dato oralmente, dopo la trasmissione del prefisso WWV della stazione, ogni ora e mezz'ora. Tutte le frequenze trasmesse, ma specialmente le quattro ora aggiunte sono usate per misure sulla intensità di campo nello studio della propagazione delle onde Hertziane.

TABELLA DELLE TRASMISSIONI GIORNALIERE EFFETTUATE DALLA STAZIONE WWV

F MHz	Ora di trasmiss. (locale)	Potenza in KW	Audio Frequenza in Hz
2,5	dalle 19 alle 9	1	440
5	dalle 19 alle 9	10	440
5	dalle 7 alle 19	10	440 e 4000
10	continuamente	10	» »
15	»	10	» »
20	»	0,1	» »
25	»	0,1	» »
30	»	0,1	440
35	»	0,1	440

UNIFICAZIONE DELLE DIMENSIONI DEGLI APPARECCHI RADIO PER AUTOVEICOLI

Il 16 giugno u. s., presso la sede dell'UNI (Piazza Diaz, 2 Milano), si sono riuniti i tecnici delle Case costruttrici di apparecchi radio, di autoveicoli e di carozzerie, interessati alla discussione di un progetto della Commissione Tecnica di Unificazione nell'Automobile sulle dimensioni massime del vano da predisporre sugli autoveicoli per la sistemazione del ricevitore radio.

Le opposte tendenze: quella dei fabbricanti di autoveicoli, favorevole alle minime dimensioni e quella dei fabbricanti radio favorevoli a dimensioni maggiori necessarie per una buona prestazione, si sono concluse con la proposta di due diversi formati.

Il primo, di maggiori dimensioni (215 mm di altezza 210 di larghezza e 200 di profondità massima) sarebbe adatto alle grandi vetture e dovrebbe incorporare anche l'altoparlante; esso è da praticarsi sul cruscotto.

Il secondo, con dimensioni frontali di 110 x 100 mm² e profondità di 200 mm, avrebbe l'altoparlante con alimentatore costituenti un'unità separata.

Questa seconda soluzione ha la preferenza della maggioranza delle fabbriche italiane di autoveicoli, anche perchè apparecchi con queste dimensioni vengono costruiti da altre fabbriche radio in Europa; ciò faciliterebbe l'esportazione.

Si è convenuto che le fabbriche di apparecchi radio studieranno le possibilità tecniche di queste due soluzioni, precisando, in una prossima riunione, le caratteristiche dei ricevitori realizzati con queste dimensioni.

Nella riunione si è stabilito che l'assorbimento totale massimo dell'apparecchio radio, a 14,5 volt, non deve superare 50 watt.

O. S.

I RADIOTELEFONI SUI TAXI AMERICANI

Si sta sempre più diffondendo negli Stati Uniti la pratica di impiantare radiotelefoni sui taxi; a quanto si può giudicare dalle prime applicazioni, tale impianto riducendo i tratti a vuoto consente infatti viaggi più economici per i clienti e di conseguenza un più largo impiego delle autopubbliche. L'apposita commissione federale ha già rilasciato a tal uopo 8000 autorizzazioni e sta procedendo all'esame di varie migliaia di altre richieste. Soltanto a San Francisco ed a Los Angeles ben 1600 autopubbliche dispongono già di radiotelefono.

UN'ASSOCIAZIONE TRA I SOSTENITORI DELLA MODULAZIONE DI FREQUENZA

La polemica tra i sostenitori della modulazione di ampiezza nelle trasmissioni radio e quelli della modulazione di frequenza è ormai scontata negli Stati Uniti. Il diffondersi del nuovo sistema di trasmissione, che implica anche un totale rinnovo degli apparecchi riceventi, è inevitabilmente lento. Allo scopo di favorire l'affermarsi della FM, la sollecita costruzione di nuove stazioni ed una più chiara conoscenza da parte del pubblico dei vantaggi del nuovo sistema, si è costituita, con sede a Washington, un'associazione di appassionati, di esperti e di industriali della radio, sotto il nome di Frequency Modulation Association.

SALARI ED ORARI NELLE PRINCIPALI INDUSTRIE AMERICANE

Secondo gli ultimi dati forniti dall'Ufficio Statistiche del Lavoro, gli orari ed i salari percepiti dagli operai delle principali industrie americane hanno raggiunto i seguenti livelli:

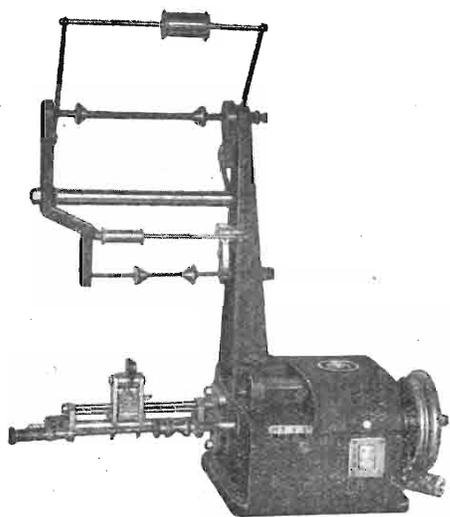
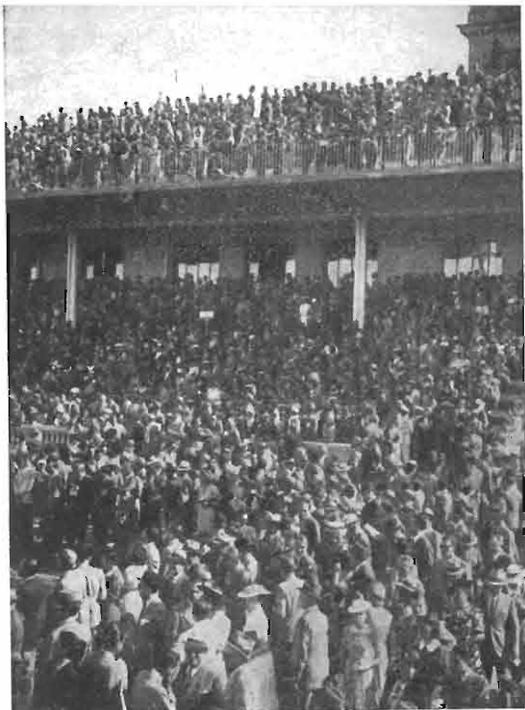
Industrie manifatturiere: 40 ore settimanali - 47,44 dollari (1 dollaro e 18 centesimi all'ora).

Beni di consumo durevoli: 40 $^1/_2$ ore settimanali - 50,22 dollari (1 dollaro e 24 centesimi all'ora).

Beni non durevoli: 39 ore e 40 minuti settimanali - 44,20 dollari (1 dollaro e 12 centesimi all'ora).

MUSEI E GALLERIE AMERICANE PROGETTANO DI SERVIRSI DELLA TELEVISIONE

Presto non sarà più necessario, per godere le grandi opere d'arte, recarsi in pellegrinaggio nelle gallerie e nei musei, ma basterà girare un interruttore stando comodamente seduti nel proprio salotto. Alcuni musei americani infatti, e precisamente il Metropolitan Museum of Arts, il Museum of Modern Art e l'American Museum of Natural History, tutti di New York, hanno annunciato che intendono servirsi della televisione per diffondere tra il pubblico americano la conoscenza dei capolavori dell'arte antica e moderna, raccolti nelle preziose collezioni in loro possesso.

U.S.I.S.

RASSEGNA DELLA STAMPA RADIO-ELETTRONICA

M. MARKS: ***Modulatore di fase in cascata.*** (Cascade phase shift modulator) «Electronics», XIX, dic. 1946, p. 104 ÷ 109 con 8 figure.

Variando periodicamente la fase di una oscillazione generata da un'oscillatore a cristallo si ottiene un'onda modulata in frequenza di elevatissima stabilità. Ai fini della radiodiffusione a M.F. (modulazione di frequenza) questo sistema sarebbe molto conveniente, ma si presenta la difficoltà di raggiungere la deviazione di frequenza richiesta con basso livello di distorsione di non linearità e senza apprezzabili variazioni di ampiezza.

Il problema può essere risolto molto soddisfacentemente modulando contemporaneamente con piccolo angolo di fase un certo numero di stadi a R.F. connessi in cascata: in tal modo, procedendo dal primo all'ultimo stadio le deviazioni di frequenza si sommano e possono raggiungere il valore richiesto disponendo in cascata un numero sufficiente di stadi. Se ogni deviazione parziale viene tenuta sufficentemente piccola, la modulazione risulta praticamente lineare.

Fig. 1 - Rete ad impedenza costante (per $X_L = 2X_C$); andamento dell'argomento φ della rete, in funzione di R/X_C; rappresentazione vettoriale dell'impedenza della rete.

Le variazioni di ampiezza vengono evitate ricorrendo alla *rete ad impendenza costante* schematicamente rappresentata in figura 1. L'impendenza Z della rete presenta un modulo:

$$|Z| = X_L \sqrt{\left[1+\left(\frac{X_c}{R}\right)^2\right] \Big/ \left[1+\left(\frac{X_c}{R}\right)^2\left(\frac{X_L}{X_c}-1\right)^2\right]}$$

che per $X_L/X_c = 2$ diviene $|Z| = X_L$ indipendente dal valore di R. Per $X_L/X_c = 2$ l'argomento φ della rete vale:

$$\varphi = \text{arctang}\left[\left(\frac{R}{X_c}\right)^2-1\right] \Big/ \left\{\frac{1}{Q}\left[\left(\frac{R}{X_c}\right)^2+1\right]+2\frac{R}{X_c}\right\}$$

in cui Q è il coefficente di merito della bobina d'induttanza.

Variando R varia perciò l'argomento della rete con un andamento del tipo rappresentato pure in figura 1 assieme al diagramma vettoriale della rete. Si nota che φ varia pressochè linearmente con R nell'intorno di $R = X_c$. Da ciò si trae profitto per ottenere, mediante la variazione periodica di R una modulazione di fase, priva di variazioni di ampiezza, della corrente a R.F. che fluisce nella rete a impedenza costante.

Fig. 2 - Schema fondamentale del circuito modulatore.

Il circuito fondamentale usato per questo scopo è rappresentato in figura 2. Il condensatore C_1 pone a massa la griglia del tubo per le correnti a R.F. e funge, insieme a R_1, da circuito integratore dell'oscillazione modulante a B.F. (necessario per ottenere una deviazione di frequenza dipendente dalla sola ampiezza del segnale modulato); ne consegue che tutta la tensione a R.F. applicata tra catodo e massa risulta pure applicata tra griglia e massa. Se detta tensione a R.F. è sufficentemente elevata, la griglia interdice il tubo in corrispondenza dei picchi positivi a R.F.; il punto di interdizione varia in funzione della tensione istantanea a B.F. applicata alla griglia e precisamente l'angolo di circolazione della corrente a R.F. nel triodo aumenta quando la tensione B.F. è positiva e diminuisce quando è negativa.

Detta R la resistenza risultante dal parallelo di R_K e del tubo, $R = R_K$ quando il tubo è interdetto e

$$R = \frac{1}{1/R_K + 1/Ra + \mu/Ra}$$

(in cui R_a = resistenza differenziale del tubo e μ = coefficente di amplificazione) nella parte rimanente del ciclo a R.F.

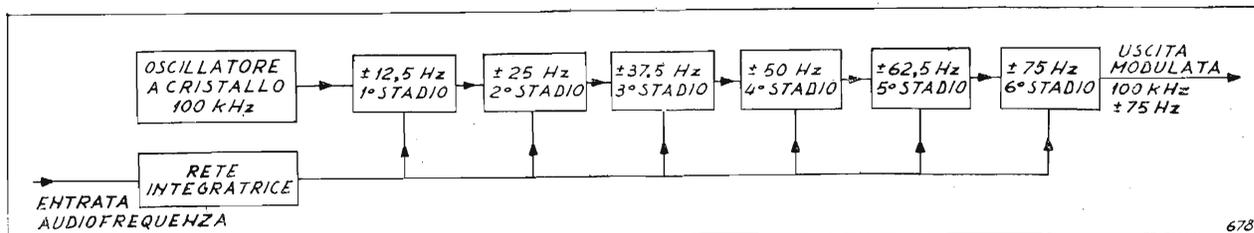
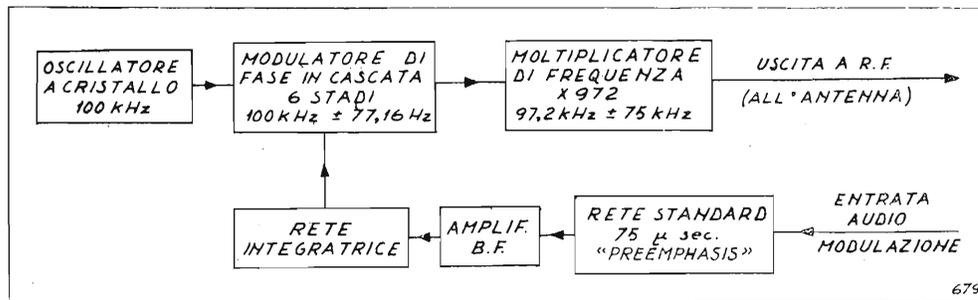



Fig. 3 - Disposizione schematica di un modulatore in cascata a sei stadi.

Fig. 4 - Schema di principio di un trasmettitore a modulazione di frequenza con modulatore in cascata.

Il valore medio di R in un ciclo a R.F. risulta, perciò, funzione della tensione istantanea modulante applicata alla griglia: altrettanto si verifica per l'argomento φ della rete a impedenza costante e la corrente a R.F. che in essa circola, risulta modulata di fase. Se il valore medio di R è prossimo a X_c e se le deviazioni di fase sono abbastanza piccole, la fase della corrente a R.F. varia linearmente con l'ampiezza istantanea della tensione modulante. Il tubo deve essere montato in modo che non circoli mai corrente di griglia.

Praticamente si ottiene la deviazione di frequenza richiesta per scopi di radiodiffusione ponendo in cascata sei stadi del tipo descritto modulati simultaneamente col medesimo segnale.

La disposizione del modulatore è rappresentata schematicamente in figura 3; ogni stadio introduce una deviazione massima di $\pm$ 12,5 Hz su 100 kHz, corrispondente a $\pm$ 0,045 gradi sessagesimali.

Lo schema di principio di un trasmettitore utilizzante questo sistema di modulazione è rappresentato in figura 4.

Nell'articolo è riportato lo schema, completo di valori, di un trasmettitore facente uso di questo sistema di modulazione. Tale schema, che non comprende gli ultimi stadi di moltiplicazione della frequenza e quelli di potenza, fa uso di 17 tubi normali per radioricevitori di cui 6 doppi.

I vantaggi presentati dal sistema sopraesposto, oltre a quello accennato di fare uso di tubi normali, sono i seguenti: grande stabilità di frequenza — assenza di battimenti spuri (presenti nei circuiti usuali comprendenti convertitori di frequenza) — distorsione di non linearità trascurabile — esiguo livello di disturbi. La grandezza dello sfasamento dovuto ai disturbi è infatti circa eguale a 57,3 volte il valore della tensione di disturbo diviso la tensione di segnale; ad esempio: disturbo = 10 μV, segnale = 10 volt, modulazione di fase dovuta al disturbo = 0,0000573 gradi (assai inferiore alla modulazione utile).

Un trasmettitore praticamente costruito ha fornito seguenti risultati: con deviazione di $\pm$ 75 kHz la distorsione di non linearità risulta $< 0,6\%$ per frequenze di modulazione comprese fra 50 e 15000 Hz. Con deviazioni di $\pm$ 100kHz la distorsione si mantiene inferiore all'1%. Il rumore di fondo di modulazione risulta di — 72 dB rispetto al livello di piena modulazione ($\pm$75 kHz).

G. Z.

G. G. Bruck: ***Modulatore di frequenza.*** (Frequency Modulator) - «Electronics», XX, gennaio 1947 - p. 166 con 3 figure.

Il circuito rappresentato in figura 1 riunisce in sè diverse funzioni generalmente effettuate con circuiti molto più complessi. Infatti il tubo funge simultaneamente da oscillatore in classe C, da doppio tubo di reattanza in controfase e da doppio diodo rilevatore (discriminatore), mentre il circuito risulta controreazionato per le frequenze di modulazione ed autoregola la frequenza della portante. Con riferimento alla figura 1, trascurando il circuito antirisonante L_2C_2, il tubo, unitamente al circuito L_1C_1 si comporta come un oscillatore Hartley in classe C. Ogni griglia del tubo riceve perciò un'impulso ogni ciclo a R.F. La resistenza relativamente alta in serie a ogni griglia (R_1 od R_2) limita la tensione di picco delle griglie praticamente al potenziale del catodo.

In risonanza la tensione ai capi di L_2C_2 (magneticamente accoppiato con L_1C_1 e con esso isocrono) è in quadratura con la tensione ai capi di L_1C_1 così che le tensioni applicate alle due griglie hanno fase diversa. Si hanno quindi due impulsi di corrente anodica per ogni ciclo, l'uno anticipato e l'altro ritardato del medesimo angolo rispetto alla fase del circuito L_1C_1. Il circuito è in equilibrio quando il tubo oscilla in risonanza. in tal caso il diagramma vettoriale delle tensioni a R.F. è rappresentato in figura 1-*b*.

Se una tensione a B.F. è applicata in controfase alle due griglie attraverso R_1 ed R_2, è alternativamente aumentato e diminuito l'angolo di circolazione della corrente anodica nelle due sezioni del tubo; ne consegue che il contributo di ciascuna sezione del tubo alla corrente anodica varia e l'impulso risultante, pur mantenendo un'ampiezza costante, si sfasa in anticipo e in ritardo alternativamente così che ne risulta una modulazione di frequenza.

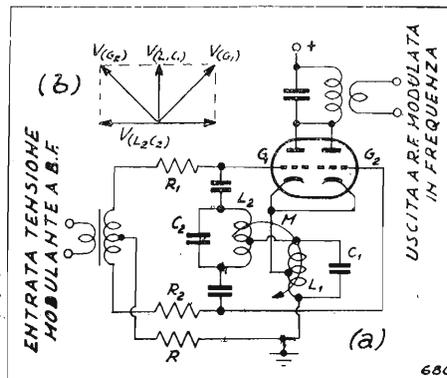



Fig. 1 - Circuito modulatore di frequenza (*a*) e diagramma vettoriale delle tensioni a radiofrequenza (*b*).

Simultaneamente la tensione che si stabilisce ai capi di R_1 e di R_2 tende a controreazionare la tensione modulante ciò che determina una reazione negativa e quindi un'autocontrollo della linearità della modulazione.

La caratteristica tensione modulante - frequenza è, peraltro, essenzialmente indipendente dalle caratteristiche del tubo e risulta funzione soltanto dalla curva del discriminatore costituito dai circuiti L_1C_1 ed L_2C_2.

I migliori risultati si ottengono ponendo $L_2 = 3 \div 4\ L_1$ e con un accoppiamento tra L_1 ed L_2 di circa 0,5.

L'entità della reazione negativa aumenta con l'aumentare di R_1 ed R_2.

Ponendo in serie agli anodi un circuito antirisonante accordato su di un'armonica si ottiene direttamente la frequenza moltiplicata così che il tubo medesimo sostituisce anche il primo stadio moltiplicatore.

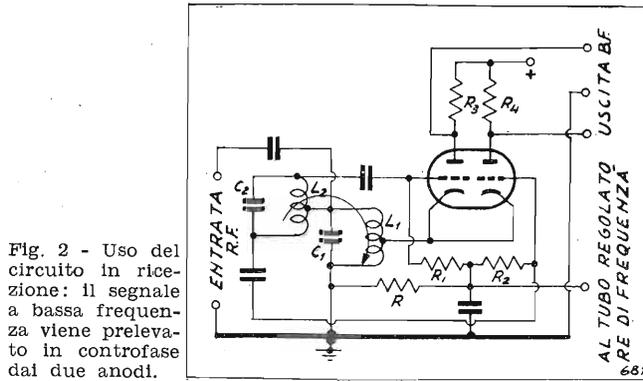



Fig. 2 - Uso del circuito in ricezione: il segnale a bassa frequenza viene prelevato in controfase dai due anodi.

Il circuito serve egualmente in ricezione fungendo ad un tempo da discriminatore, limitatore, amplificatore e regolatore automatico di frequenza. Esso è essenzialmente un oscillatore sincronizzato col segnale entrante. Il segnale di bassa frequenza viene prelevato in controfase dai due anodi; la disposizione del circuito è rappresentata in figura 2.

G. Z.

H. KEES e F. GEHRES: ***Antenna in cavità per aeromobili.*** (Cavity Aircraft Antenna). «Electronics», XX, genn. 1947, p. 78-79, con 6 figure.

Gli odierni aeromobili, data la loro alta velocità, hanno complicato il problema dello studio e della costruzione delle antenne adatte per gli strumenti di bordo. Nell'articolo viene descritta una antenna speciale, adatta ad essere installata in una cavità ricavata nella parte inferiore delle ali di un aereo. L'antenna non sporge da tale cavità quindi non offre resistenza all'avanzamento. Essa serve per ricevere la radiazione di un «Marker-beacon» di atterraggio. Questa antenna è costituita da una piastra rettangolare di alluminio che sostituisce il filo degli aerei del genere sin qui costruiti, shuntata al capo di alimentazione da un condensatore. Essa è stata calcolata per funzionare su 75 MHz (4 m) è lunga circa 23 cm ed è sintonizzata per mezzo di un condensatore semi fisso.

La cavità che la contiene, nell'esecuzione definitiva ha una lunghezza di 25,4 cm una larghezza di circa 15 cm ed è profonda circa 7,6 cm; essa è costruita in alluminio e serve anche da riflettore.

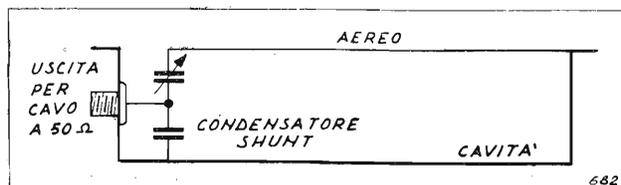



Fig. 1 - Schema di realizzazione dell'antenna sistemata in una cavità ricavata nell'ala di un aereoplano. La cavità serve da riflettore. Il conduttore dell'aereo è costituito da una piastra di alluminio.

La figura 1 mostra lo schema di realizzazione di questa antenna mentre nella figura 2 viene dato il diagramma di selettività del modello sperimentale di dimensioni circa 5 volte più grandi e del modello definitivo. Infine la figura 3 fornisce il diagramma di direttività dell'aereo nel piano ortogonale all'asse delle ali. La direzione di volo è indicata da una freccia.

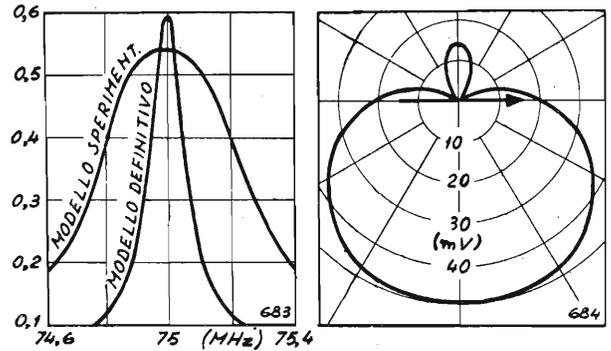



Fig. 2 Fig. 3

Fig. 2 - Diagramma di selettività dell'antenna nella sua prima esecuzione e in quella definitiva circa cinque volte più piccola della precedente.

Fig. 3 - Diagramma di direttività dell'antenna nel piano ortogonale all'asse delle ali. La freccia indica la direzione di volo.

Poichè l'impedenza serie fra i morsetti dell'antenna montata secondo lo schema di figura 1 è di pochi ohm per la connessione con il ricevitore è adatto un cavo coassiale con impedenza caratteristica di 50 ohm.

R. Z.

Amplificatore ad uscita catodica di piccolissima resistenza di uscita. (Cathode follower of very low output resistence) «Electronics», XIX, nov. 1946, p. 206 con 2 figure.

Il circuito sfrutta le proprietà degli amplificatori di catodo esaltandole con la sostituzione del carico catodico passivo, usualmente adottato, con un carico attivo costituito da un tubo elettronico opportunamente eccitato.

Lo schema pratico del circuito è visibile in figura. Nell'ipotesi che i due tubi siano identici, detto μ il coefficente di amplificazione ed R_a la resistenza differenziale anodica si hanno le relazioni:

$$A = \frac{V_u}{V_e} = \frac{\mu^2 + \mu\,(R_a/R)}{\mu^2+\mu+1+(\mu+2)R_a/R} = \text{amplificazione}$$

$$G_u = \frac{1}{R_u} = \frac{\mu+1}{R_a+R} + \frac{1+\dfrac{\mu\,(\mu+1)}{(R_a/R)+1}}{R_a} = \text{conduttanza interna di uscita}$$

Se $R >> R_a$ si ha: $G_u \cong (\mu^2+\mu+1)/R_a \cong \mu S$

in cui S = mutua conduttanza dei tubi.

(Segue a pag. 204)

General radio
QUANTO OCCORRE PER LA RADIO

continuazione da pag. 209)

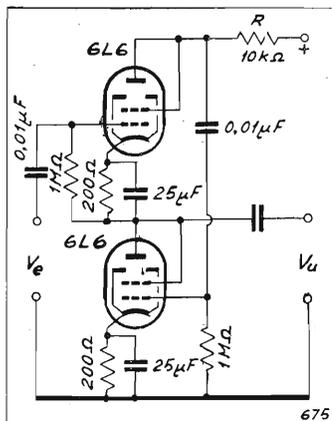



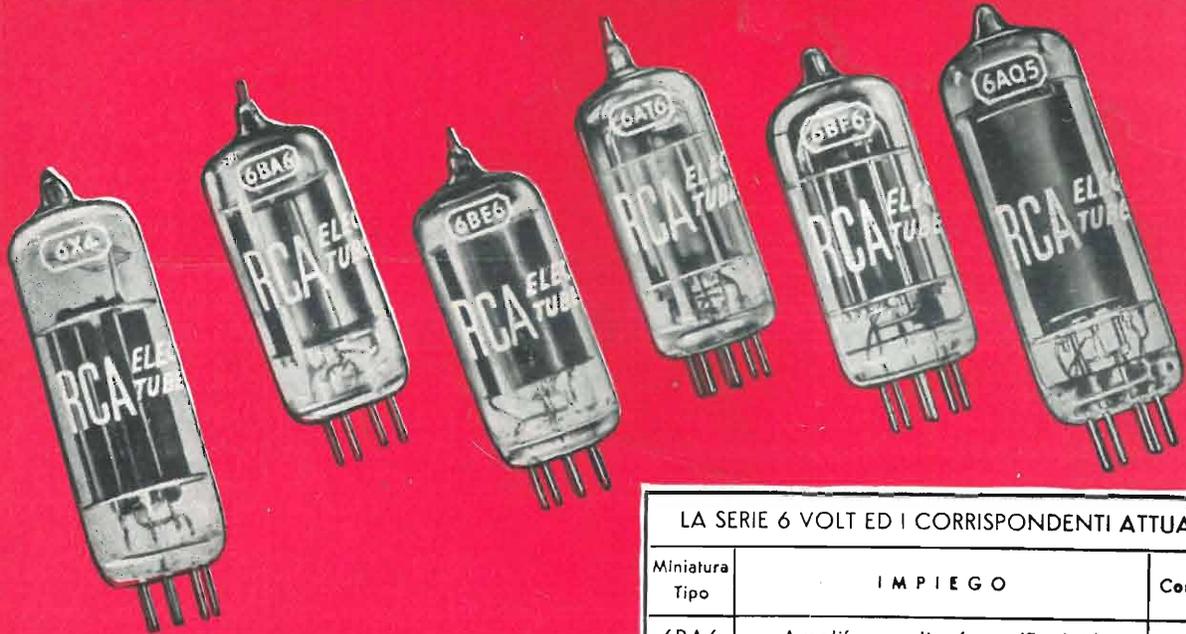
Fig. 1 - Schema pratico del circuito.

Il circuito in figura fornisce un'uscita praticamente costante sino a frequenza di 10 MHz ed offre un'impedenza interna di uscita minore di 10 Ω. G. Z.

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

L'Antenna. XIX, febbraio, marzo, aprile e maggio 1947.
Rivista Marittima. LXXX, n. 2 e 3, febbraio e marzo 1947.
L'Elettrotecnica. XXXIV, n. 3, 4, 5, marzo, aprile, maggio 1947.
Ricerca Scientifica e Ricostruzione. XVII, n. 2, 3, 4, febbraio, marzo. aprile 1947.
Alta Frequenza. XVI, n. 1 e 2, febbraio e aprile 1947.
Tecnica Italiana. I, dicembre 1946 - II, gennaio, febbraio 1947.
Revista Electrotecnica. dal luglio 1945 al dicembre 1946, e n. 3, 4 e 5, marzo, aprile, maggio 1947.
Revista Telegrafica, gennaio, febbraio, marzo, aprile e maggio 1947.
Radio Craft. XIX, n. 4, 5 e 6, aprile, maggio e giugno, 1947.
Radio News. XXXVII, n. 4, 5 e 6, aprile, maggio e giugno 1947.
R. C. A. Review. VIII, n. 1, marzo 1947.
R. C. A. Review. Indici: Vol. I (1916-1945); II (1946).
The Engineer's Digest. VIII, n. 4, 5 e 6, aprile, maggio e giugno 1947.
Eletrical Communication, XXV, n. 1, marzo 1947.
Le Hautparleur, XXXIII, n. 793, giugno 1947.
La Télévision Français, n. 25, maggio 1947.
Bulletin Mensuel de l'Union Internationale de Radiodiffusion. N. 256 e 257, maggio e giugno 1947.
Bollettino Informazioni C. G. E. VIII, n. 1, gennaio - febbraio 1947.
Radio Industria. n. 3 - 4, 1947.
The Wireless World. Marzo 1947.
F. I. V. R. E.: *807 Amplificatore di potenza a fascio.* Informazioni tecniche, aprile 1947.
National Radio Products. 1947 (catalogo).

Tipo-litografia dell'ARETHUSA - Via G. Carducci, 40 - Asti

LE NUOVE VALVOLE RCA MINIATURA
INDISPENSABILI PER
RICEVITORI DI PICCOLA MOLE
RICEVITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

GRANDEZZA NATURALE

PICCOLE DIMENSIONI
ALTISSIMA EFFICIENZA

SONO COSTRUITE NELLE SEGUENTI SERIE:

1 volt per ricevitori portatili
6 » » » normali
12 » » » senza trasformatore

LE VALVOLE RCA MIGLIORERANNO IL RENDIMENTO DEL VOSTRO RICEVITORE

LA SERIE 6 VOLT ED I CORRISPONDENTI ATTUALI

Miniatura Tipo	IMPIEGO	Corrisp.
6BA6	Amplif. a radio freq. (Fr. Int.)	6K7
6BE6	Convertitrice pentagr.	6A8
6AT6	Rivelat. e amplif. audio	6Q7
6BF6	Rivelat. e amplif. audio	
6AQ5	Amplif. potenza « 6eam »	6V6
6X4	Raddrizz. doppia onda	5Y3

La 6AT6 verrà usata per pilotare una sola 6AQ5, mentre la 6BF6 verrà usata per pilotare un push-pull di 6AQ5.

Per ricevitori a modulazione di frequenza si userà nel circuito discriminatore una 6AL5 doppio diodo miniatura.

LA SIGLA RCA È GARANZIA DI MODERNITÀ E PERFEZIONE

TELONDA INTERNATIONAL CORPORATION

DIREZIONE PER L'ITALIA - MILANO - VIALE VITTORIO VENETO, 24

DISTRIBUTORE PER L'ITALIA DI TUTTI I PRODOTTI DELLA

RADIO CORPORATION of AMERICA

RCA INTERNATIONAL DIVISION - NEW YORK - U. S. A.

GRUPPI A.F.
CONDENSATORI VARIABILI - TRASFORMATORI
M.F. PER RICEVITORI
DI CLASSE
GELOSO
RADIOPRODOTTI